

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日
Date of Application: 2 0 0 3 年 5 月 3 0 日

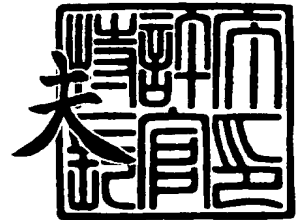
出 願 番 号
Application Number: 特 願 2 0 0 3 - 1 5 4 9 3 8
[ST. 10/C]: [J P 2 0 0 3 - 1 5 4 9 3 8]

出 願 人
Applicant(s): 松 下 電 器 産 業 株 式 有 限 公 司

2 0 0 3 年 1 0 月 1 0 日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今 井 康



出証番号 出証特 2 0 0 3 - 3 0 8 3 8 0 7

【書類名】 特許願

【整理番号】 2022050073

【提出日】 平成15年 5月30日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H02P 6/02

【発明者】

 【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内

 【氏名】 中田 秀樹

【発明者】

 【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内

 【氏名】 植田 光男

【発明者】

 【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内

 【氏名】 松城 英夫

【発明者】

 【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内

 【氏名】 小川 正則

【発明者】

 【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内

 【氏名】 河地 光夫

【発明者】

 【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内

 【氏名】 杉本 智弘

【特許出願人】**【識別番号】** 000005821**【住所又は居所】** 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地**【氏名又は名称】** 松下電器産業株式会社**【代理人】****【識別番号】** 100062926**【弁理士】****【氏名又は名称】** 東島 隆治**【選任した代理人】****【識別番号】** 100113479**【弁理士】****【氏名又は名称】** 大平 覺**【先の出願に基づく優先権主張】****【出願番号】** 特願2002-361156**【出願日】** 平成14年12月12日**【手数料の表示】****【予納台帳番号】** 031691**【納付金額】** 21,000円**【提出物件の目録】****【物件名】** 明細書 1**【物件名】** 図面 1**【物件名】** 要約書 1**【包括委任状番号】** 0217288**【プルーフの要否】** 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 モータ制御装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 変動する電圧を入力とし、前記電圧を所望の電圧に変換してブラシレスモータへ出力するインバータ回路、および

前記インバータ回路への入力電圧と、前記ブラシレスモータに流れるモータ電流と、前記ブラシレスモータに流れるべき値を示すモータ電流指令値が入力され、前記インバータ回路への入力電圧値が前記ブラシレスモータに印加すべき電圧値よりも小さい時に前記ブラシレスモータへの印加電圧の電圧位相を保持して、前記インバータ回路を制御する制御部、

を具備するよう構成されたモータ制御装置。

【請求項 2】 制御部は、ブラシレスモータの回転位相をモータ電流に基づいて推定するよう構成された請求項 1 に記載のモータ制御装置。

【請求項 3】 制御部は、インバータ回路の両端の電圧値がブラシレスモータに印加する電圧指令値よりも小さい時に前記制御部の積分制御を停止するよう構成された請求項 1 または 2 に記載のモータ制御装置。

【請求項 4】 制御部は、非干渉項を有する計算式により電圧指令値を算出するよう構成された請求項 1 から 3 のいずれか一項に記載のモータ制御装置。

【請求項 5】 制御部は、インバータ回路の電圧を検出し、次の制御周期に印加される前記インバータ回路の電圧を推定して、前記インバータ回路を制御するよう構成された請求項 1 から 4 のいずれか一項に記載のモータ制御装置。

【請求項 6】 インバータ回路に静電容量の小さいコンデンサを有するよう構成された請求項 1 から 5 のいずれか一項に記載のモータ制御装置。

【請求項 7】 インバータ回路にインダクタンスの小さいインダクタを有するよう構成された請求項 1 から 6 のいずれか一項に記載のモータ制御装置。

【請求項 8】 インダクタとダイオードとスイッチング素子とコンデンサとを有する昇圧回路、および

前記昇圧回路を制御する昇圧回路制御部をさらに具備し、

前記昇圧回路制御部は、前記スイッチング素子のデューティ値を前記制御部

からの信号に基づいて決定することを特徴とする請求項 1 から 5 のいずれか一項に記載のモータ制御装置。

【請求項 9】 昇圧回路制御部は、検出された交流電源の位相および交流電流値が入力されるよう構成されており、検出された位相と制御部からの制御信号とに基づいて交流電流指令値を出力する交流電流指令部、および

前記交流電流指令値と検出された交流電源の交流電流とに基づいて前記スイッチング素子を駆動する PWM 指令値を形成して出力する PWM 指令作成部、を有する請求項 8 に記載のモータ制御装置。

【請求項 10】 変動する電圧が入力されるインダクタと、整流回路を構成する複数のダイオードと、前記整流回路に接続されオンオフ動作するスイッチング素子と、昇圧された電圧を出力するコンデンサとを有する昇圧回路、および

前記昇圧回路を制御する昇圧回路制御部をさらに具備することを特徴とする請求項 1 から 5 のいずれか一項に記載のモータ制御装置。

【請求項 11】 コンデンサの静電容量を C [F] とし、モータの最大出力電力を P [W] とすると、

$$C \leq 2 \times 10^{-7} \times P$$

であるよう構成されたことを特徴とする請求項 6 に記載のモータ制御装置。

【請求項 12】 インダクタのインダクタンスを L [H] とし、コンデンサの静電容量を C [F] とすると、

$$L \leq 9 \times 10^{-9} / C$$

であることを特徴とする請求項 7 に記載のモータ制御装置。

【請求項 13】 インダクタのインダクタンスを L [H] とし、モータの最大出力電力を P [W] とすると、

$$L \leq P \times 10^{-6}$$

であるよう構成されたことを特徴とする請求項 7 に記載のモータ制御装置。

【請求項 14】 請求項 1 から 13 のいずれか一項に記載のモータ制御装置を有する空気調和機。

【請求項 15】 請求項 1 から 13 のいずれか一項に記載のモータ制御装置を有する冷蔵庫。

【請求項 16】 請求項 1 から 13 のいずれか一項に記載のモータ制御装置を有する電気洗濯機。

【請求項 17】 請求項 1 から 13 のいずれか一項に記載のモータ制御装置を有する電気乾燥機。

【請求項 18】 請求項 1 から 13 のいずれか一項に記載のモータ制御装置を有する送風機。

【請求項 19】 請求項 1 から 13 のいずれか一項に記載のモータ制御装置を有する電気掃除機。

【請求項 20】 請求項 1 から 13 のいずれか一項に記載のモータ制御装置を有するヒートポンプ給湯器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、空気調和機、冷蔵庫、洗濯機、送風機等が有するブラシレスモータをインバータ回路を用いて制御するためのモータ制御装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】

図 25 はブラシレスモータを駆動する従来のモータ制御装置の構成を示すブロック図である。以下の説明において、図 25 に示した従来のモータ制御装置を第 1 の従来技術とする。図 25 において、101 は交流電源、102 はインダクタ、103 は整流ダイオード、104 は平滑用コンデンサ、106 はインバータ回路、107 はブラシレスモータ、108 は位置センサである。インバータ回路 106 に直流電力を入力するために、交流電源 101 からの交流電圧を、整流ダイオード 103 と平滑用コンデンサ 104 とを使用して直流電圧に変換した場合、交流電源 101 からの電流は平滑用コンデンサ 104 の電圧が入力交流電圧よりも小さい時にのみ流れることになる。このため、交流電源 101 からの電流は高調波成分を伴う電流となる。したがって、第 1 の従来技術においては、高調波成分を小さくして力率を改善するために、インダクタ 102 を交流電源 101 と整流ダイオード 103 との間に設けている。したがって、第 1 の従来技術ではその

整流回路 105 に整流ダイオード 103 のほかにインダクタ 102 と平滑用コンデンサ 104 が用いられている。また、ブラシレスモータ 107 をインバータ駆動する場合には、ロータの回転角度情報が必要である。このため、第 1 の従来技術においては位置センサ 108 を使用して回転角度を検出していた。（例えば、特許文献 1 参照）。

【0003】

第 1 の従来技術において使用される整流回路 105 のインダクタ 102 や平滑用コンデンサ 104 は、インダクタンスあるいは静電容量の大きな大型の部品であることが多いため、装置の小型化や低コスト化の観点から、インダクタンスあるいは静電容量の小さな小型の部品を使用するか、あるいは、これらの部品を使用しない整流回路の構築が望まれていた。

【0004】

そこで、第 2 の従来技術として図 26 に示すような、インダクタおよび平滑用コンデンサを使用しないモータ制御装置が提案されている。第 2 の従来技術においては平滑用コンデンサを用いていないため、インバータ回路 106 への入力電圧は直流ではなく、脈動を持った電圧波形となる。このような脈動を持った電圧がインバータ回路 106 に入力されると、インバータ回路 106 への入力電圧が低いとき、ブラシレスモータ 107 に印加したい所望の電圧をインバータ回路 106 において形成できない場合がある。第 2 の従来技術において、そのような所望の電圧が得られない場合には、ブラシレスモータ 107 に印加する電圧の位相を進ませるよう構成されている。このようにモータ印加電圧の位相を進ませることによって、いわゆる弱め界磁状態にすることができると、ブラシレスモータ 107 に必要な印加電圧を小さくすることが可能となる。したがって、第 2 の従来技術は、インバータ回路 106 への入力電圧が低いときでもブラシレスモータ 107 を駆動し続けることが可能な技術である。しかし、第 2 の従来技術において、インバータ回路 106 への入力電圧があらかじめ決められた値以下となったときには、インバータ回路 106 のスイッチング動作を停止する構成である。これは、弱め界磁状態でのモータ駆動にも限界があるためである。第 2 の従来技術はインバータ回路 106 への入力電圧がある電圧値以下となった場合にはブラシ

レスモータ 107 へ電圧を印加しないよう構成された技術である（例えば、特許文献 2 参照）。

【0005】

また、モータ制御装置においては、省配線化や低コスト化の観点から、位置センサを使用しない装置が要望されている。そこで、第 3 の従来技術としてモータ電流を検出してモータのロータ位置を推定する方法が提案されている。第 3 の従来技術は、モータ電流と、その時にモータに印加した電圧値と、モータの抵抗やインダクタンスなどのモータ定数とから、電圧方程式に基づいて導出される位相を推定する計算式よりモータのロータ位置を推定している（例えば、非特許文献 1 参照）。

【0006】

【特許文献 1】

特開平 9-74790 号公報（第 1 図）

【特許文献 2】

特開平 10-150795 号公報（第 3-5 頁、第 1 図）

【非特許文献 1】

竹下、市川、李、松井「速度起電力推定に基づくセンサレス突極形ブラシレス DC モータ制御」（電気学会論文誌 D、117 巻 1 号、98-104 頁、平成 9 年）

【0007】

【発明が解決しようとする課題】

前述の第 1 の従来技術は、位置センサを使用してブラシレスモータのロータ位置を検出し、インダクタや平滑用コンデンサを使用してインバータ回路への入力電圧を直流電圧とするものである。したがって、インダクタや平滑用コンデンサはインダクタンスあるいは静電容量の大きな大型部品であるため、これらの部品を用いたモータ制御装置を小型化することは困難であった。

【0008】

また、第 2 の従来技術は、位置センサを使用してブラシレスモータのロータ位置を検出するモータ制御装置であり、インダクタや平滑用コンデンサなどの大型

部品を使用しない構成であるため、小型化や低コスト化の観点からは有効な技術である。しかし、第 2 の従来技術においてはインバータ回路への入力電圧が脈動するため、この入力電圧が所定値以下の低いときには、ブラシレスモータへの電圧の印加を停止させてしまうという問題があった。したがって、インダクタや平滑用コンデンサを使用しない第 2 の従来技術に対して、位置センサレスでモータを駆動するために、第 3 の従来技術を組み合わせて位置センサレスのモータ制御装置を構成しようとしても、ブラシレスモータへの電圧の印加を停止する期間はロータ位置を推定できないため、位置センサレスでブラシレスモータの駆動はできなかった。すなわち、単なる第 2 の従来技術と第 3 の従来技術との組み合わせではインバータ回路への入力電圧が脈動するモータ制御装置を位置センサレスで構築することはできなかった。

【0 0 0 9】

本発明の目的は、整流回路部分を小型化すると共に、位置センサを用いた構成および位置センサレスの構成のいずれの構成でも対応することが可能な小型のモータ制御装置を提供することである。また、本発明の他の目的は、インバータ回路の入力電圧が大きく脈動するものであっても、ブラシレスモータへの電圧の印加を停止させることなく位置センサレスで駆動することができるモータ制御装置を提供することである。

【0 0 1 0】

【課題を解決するための手段】

上記目的を達成するため、本発明のモータ制御装置は、変動する電圧を入力とし、前記電圧を所望の電圧に変換してブラシレスモータへ出力するインバータ回路、および

前記インバータ回路への入力電圧と、前記ブラシレスモータに流れるモータ電流と、前記ブラシレスモータに流れるべき値を示すモータ電流指令値が入力され、前記インバータ回路への入力電圧値が前記ブラシレスモータに印加すべき電圧値よりも小さい時に前記ブラシレスモータへの印加電圧の電圧位相を保持して、前記インバータ回路を制御する制御部、を具備するよう構成されている。このように構成された本発明のモータ制御装置は、インバータ回路の直流側電圧が低い

ときでもブラシレスモータへの電圧印加を停止することなく連続的に電圧を印加できる。

【 0 0 1 1 】

本発明のモータ制御装置において、制御部を、ブラシレスモータの回転位相をモータ電流に基づいて推定するよう構成してもよい。

このように構成することにより、ブラシレスモータのロータ位相情報が位置センサから得られないセンサレス駆動を行う場合においても、モータへの電圧印加を停止することなく連続的に電圧を印加できるので、モータの位相を推定でき、位置センサを使用しないで駆動することができる。

【 0 0 1 2 】

本発明のモータ制御装置において、制御部を、インバータ回路の両端の電圧値がブラシレスモータに印加する電圧指令値よりも小さい時に前記制御部の積分制御を停止するよう構成してもよい。このように構成することにより、電流制御を行う制御器に不要な誤差を重畳しなくてよいため、モータ電流が不要に流れることがなく、位置センサレスの推定精度を向上させることができ、良好な制御を安定して行うことができるモータ制御装置を提供する。

【 0 0 1 3 】

本発明のモータ制御装置において、制御部を、非干渉項を有する計算式により電圧指令値を算出するよう構成してもよい。このように本発明のモータ制御装置は、フィードバック制御に非干渉項を有しているので、電流制御系の独立性を高め、位置センサレスの推定精度をさらに向上することができ、より安定して動作する装置となる。

【 0 0 1 4 】

本発明のモータ制御装置において、制御部を、インバータ回路の電圧を検出し、次の制御周期に印加される前記インバータ回路の電圧を推定して、前記インバータ回路を制御するよう構成してもよい。

インバータ回路の入力電圧が大きく脈動する場合は、特にインバータ回路の制御周期が長いと検出結果と実際の電圧に誤差が発生する。このように構成することにより、インバータ回路の入力電圧を高精度で推定することができるので、よ

り精度の高い電圧をブラシレスモータに印加することができ、さらに良好なモータ制御装置を提供することができる。

本発明のモータ制御装置において、インバータ回路に静電容量の小さいコンデンサを有するよう構成してもよい。このように構成された本発明のモータ制御装置は、モータ側からの回生電流がコンデンサに流れ込むようになるため、その回生電流に起因してインバータ主回路の入力側電圧が異常に上昇することを防ぐことができ、過電圧から保護する機能を有する安全な装置となる。

【0015】

本発明のモータ制御装置において、インバータ回路にインダクタンスの小さいインダクタを有するよう構成してもよい。このように構成された本発明のモータ制御装置は、電流波形が滑らかになるため高調波成分を除去することができ、より電源利用率の高い装置となる。

【0016】

本発明のモータ制御装置において、インダクタとダイオードとスイッチング素子とコンデンサとを有する昇圧回路、および

前記昇圧回路を制御する昇圧回路制御部をさらに具備し、

前記昇圧回路制御部は、前記スイッチング素子のデューティ値を前記制御部からの信号に基づいて決定するよう構成してもよい。このように構成された本発明のモータ制御装置は、インバータ回路の入力側電圧を昇圧回路において昇圧できる構成であるため、ブラシレスモータの最大回転数が上昇し、より広い駆動回転数の範囲で運転できるモータ制御装置となる。

【0017】

本発明のモータ制御装置において、昇圧回路制御部は、検出された交流電源の位相および交流電流値が入力されるよう構成されており、検出された位相と制御部からの制御信号とに基づいて交流電流指令値を出力する交流電流指令部、および

前記交流電流指令値と検出された交流電源の交流電流とに基づいて前記スイッチング素子を駆動するPWM指令値を形成して出力するPWM指令作成部、を有するよう構成してもよい。

【0018】

本発明のモータ制御装置において、変動する電圧が入力されるインダクタと、整流回路を構成する複数のダイオードと、前記整流回路に接続されオンオフ動作するスイッチング素子と、昇圧された電圧を出力するコンデンサとを有する昇圧回路、および

前記昇圧回路を制御する昇圧回路制御部をさらに具備するよう構成してもよい。

【0019】

本発明のモータ制御装置において、コンデンサの静電容量を C [F] とし、モータの最大出力電力を P [W] とすると、

$$C \leq 2 \times 10^{-7} \times P$$

であるよう構成してもよい。

【0020】

本発明のモータ制御装置において、インダクタのインダクタンスを L [H] とし、コンデンサの静電容量を C [F] とすると、

$$L \leq 9 \times 10^{-9} / C$$

であるよう構成してもよい。

【0021】

本発明のモータ制御装置において、インダクタのインダクタンスを L [H] とし、モータの最大出力電力を P [W] とすると、

$$L \leq P \times 10^{-6}$$

であるよう構成してもよい。

【0022】

上記のように構成された本発明のモータ制御装置は、空気調和機、冷蔵庫、電気洗濯機、電気乾燥機、送風機、電気掃除機、およびヒートポンプ給湯器に用いることができ、インバータ回路における直流側電圧が低いときでも駆動源への電圧印加を停止することなく連続的に所望の電圧を印加して、各機器を効率高く駆動することができる。

【0023】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の好適な実施の形態のモータ制御装置について、図1から図23を用いて説明する。

【0024】

《実施の形態1》

図1は本発明に係る実施の形態1のモータ制御装置の構成を示すブロック図である。図1において、単相交流電源5から出力される交流電力は、整流回路1において脈動を持った直流電力に整流されて、インバータ回路2に印加される。インバータ回路2は整流された直流電力を交流電力に変換し、ブラシレスモータ3に所望の電圧を印加する。制御部4はブラシレスモータ3に流れる電流を検出してインバータ回路2を駆動制御する。制御部4はd-q変換部6、d軸PI制御器7、q軸PI制御器8、PWM生成部9、および減算手段等を有している。

【0025】

次に、実施の形態1における制御部4の動作を説明する。

d-q変換部6はブラシレスモータ3の三相コイルに流れる電流検出値 I_u 、 I_v 、 I_w を用いて下記式(1)にしたがってd軸電流検出値 I_d とq軸電流検出値 I_q を算出する。この計算に用いる回転位相 θ としては、ブラシレスモータ3が位置センサを備えている場合にはその位置センサからの位置信号を、位置センサを備えていない場合にはロータ位置を推定した結果として得られる推定位相を用いる。

【0026】

【数1】

$$\begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_u \\ I_v \\ I_w \end{pmatrix} \dots\dots (1)$$

【0027】

d軸PI制御器7には外部からの回転数指令やトルク指令などに基づき算出さ

れた d 軸電流指令値 I_d^* と、d q 変換部 6 の出力である d 軸電流検出値 I_d との誤差が入力され、その誤差が P I 制御されて d 軸電圧指令値 V_d を生成する。q 軸 P I 制御器 8 には d 軸電流指令値と同様に、外部からの回転数指令やトルク指令などに基づき算出された q 軸電流指令値 I_q^* と、d q 変換部 6 の出力である q 軸電流検出値 I_q との誤差が入力され、その誤差が P I 制御されて q 軸電圧指令値 V_q を生成する。

PWM 生成部 9 は、d 軸電圧指令値 V_d と、q 軸電圧指令値 V_q と、そしてインバータ回路 2 への入力電圧検出値 V_{pn} とから、インバータ回路 2 を駆動する PWM を出力する。

【0028】

図 2 は PWM 生成部 9 の構成および動作を示すブロック図である。図 2 に示すように、PWM 生成部 9 は逆 d q 変換部 10、線間変調部 11、および V_{pn} 補正部 12 を有している。

逆 d q 変換部 10 は d 軸電圧指令値 V_d と q 軸電圧指令値 V_q から下記式 (2) にしたがって 3 相正弦波電圧指令値 V_u 、 V_v 、 V_w を算出する。この計算に用いる回転位相 θ はブラシレスモータ 3 が位置センサを備えている場合はその位置信号から、位置センサを備えていない場合はロータ位置を推定した結果として得られる推定位相を用いる。

【0029】

【数 2】

$$\begin{pmatrix} V_u \\ V_v \\ V_w \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) & \sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix} \quad \dots\dots (2)$$

【0030】

線間変調部 11 は入力された 3 相正弦波電圧指令値 V_u 、 V_v 、 V_w における最小値を検出し、3 相正弦波電圧指令値から検出された最小値を引いた結果を V

u' 、 V_v' 、 V_w' として出力する。これによって、少なくとも 1 相の正弦波電圧指令値が 0 となり、残りの 2 相が正の値となる。

V_{pn} 補正部 12 は線間変調部 11 からの出力 V_u' 、 V_v' 、 V_w' と入力電圧検出値 V_{pn} とが入力され、PWM 出力デューティ値 D_u 、 D_v 、 D_w を生成する。ここで、PWM 出力デューティ値 D_u 、 D_v 、 D_w は、後述する式 (3) または式 (4) により求められる。

【0031】

V_{pn} 補正部 12 における計算方法は図 3 のフローチャートに示す。

線間変調部 11 からの各相の出力値 V_u' 、 V_v' 、 V_w' の最大値を検出し、その値を印加電圧最大値 V_{max} とする (ステップ 31)。次に、印加電圧最大値 V_{max} と入力電圧検出値 V_{pn} との大きさを比較する (ステップ 32)。ステップ 32 において、入力電圧検出値 V_{pn} の方が印加電圧最大値 V_{max} より大きい場合には、通常の計算を行い所望の印加電圧指令値がブラシレスモータ 3 に印加される。したがって、下記式 (3) によって U、V、W 相の PWM 出力デューティ値が決定される (ステップ 33)。

【0032】

【数 3】

$$D_u = \frac{V_u'}{V_{pn}}, \quad D_v = \frac{V_v'}{V_{pn}}, \quad D_w = \frac{V_w'}{V_{pn}} \quad \dots\dots (3)$$

【0033】

一方、入力電圧検出値 V_{pn} の方が印加電圧最大値 V_{max} より小さい場合には、所望の印加電圧指令値がブラシレスモータ 3 には印加できず、印加電圧の位相を変えずに、その時形成できる最大の電圧を印加する。そのため、下記式 (4) によって U、V、W 相の PWM 出力デューティ値が決定される (ステップ 34)。

【0034】

【数 4】

$$D_u = \frac{V'_u}{V_{\max}} \quad , \quad D_v = \frac{V'_v}{V_{\max}} \quad , \quad D_w = \frac{V'_w}{V_{\max}} \quad \cdots \cdots (4)$$

【0035】

上記式(4)の計算を行うと、U、V、W相の比率は式(4)の計算前の比率と同じとなるため、印加電圧の位相が保持された状態でブラシレスモータ3に電圧が印加される。

【0036】

図4の(a)は従来のモータ制御装置によるモータ電流の実験結果を示すグラフであり、図4の(b)はV_pn補正部12の式(4)を使用した場合の実施の形態1によるモータ電流の実験結果を示すグラフである。図4の(a)および(b)において、上から順に入力電圧検出値V_pn、モータ電流、モータ電流指令値、およびモータ印加電圧位相を示す。図4の(a)の実験においては、前述の第1の従来技術の構成のモータ制御装置を従来のモータ制御装置として使用した。

【0037】

従来のモータ制御装置では、インバータ回路への入力側電圧である入力電圧検出値V_pnが小さい時、ブラシレスモータには目標電流から大きくずれた電流が流れる。このような電流はモータ効率の低下や騒音の増大を招く。また、大きな電流が流れるとモータ磁石を減磁させてしまい、故障の原因となる。さらに、電流の最大値はブラシレスモータにかかる負荷が大きいときほど大きくなるため、所定の負荷にてブラシレスモータを駆動するにはインバータ回路の定格電流を大きなものにすることが必要であり、高価なインバータ回路を使用する必要がある。また、図4の(a)において、従来のモータ制御装置では、インバータ回路への入力電圧検出値V_pnが小さい時において、モータ印加電圧の位相は乱れており、またモータ電流が大きく変動して乱れていることが見られる。

【0038】

一方、本発明に係る実施の形態 1 のモータ制御装置を使用した場合、モータ印加電圧の位相を保持するため、入力電圧検出値 V_{pn} の小さい時であっても正しい電圧位相がブラシレスモータ 3 に印加されている。そして、その時のモータ電流の乱れ方は小さくなっているため、モータ効率を高め、かつ騒音を低減している。

以上の実験結果から、従来のモータ制御装置では、モータ電流が必要以上に大きくなるため、インバータ回路の大型化や高コスト化を招くのに対し、実施の形態 1 を使用したモータ制御装置ではモータ電流の乱れ方が小さくなり、電流容量などの小さいインバータ回路により構成することができる。

【0039】

本発明に係る実施の形態 1 のモータ制御装置によれば、整流回路部分を小型化することができると共に、位置センサを用いた構成および位置センサレスの構成のいずれの構成でも対応することが可能である。また、実施の形態 1 のモータ制御装置は、インバータ回路の入力電圧が大きく脈動するものであっても、ブラシレスモータへの電圧の印加を停止させることなく位置センサレスで駆動することができる。

【0040】

《実施の形態 2》

次に、本発明に係る実施の形態 2 のモータ制御装置について説明する。図 5 は実施の形態 2 のモータ制御装置における PWM 生成部の動作を示すブロック図である。実施の形態 2 のモータ制御装置の構成は、前述の実施の形態 1 のモータ制御装置における PWM 生成部以外は実施の形態 1 の構成と実質的に同じであるため、その PWM 生成部について説明する。

【0041】

図 5 に示すように、実施の形態 2 の PWM 生成部は、比率補正部 13、逆 dq 変換部 10、線間変調部 11、および比率生成部 14 を有している。図 5 において、逆 dq 変換部 10 と線間変調部 11 の動作は前述の実施の形態 1 と同様である。

比率補正部 13 における計算方法を図 6 のフローチャートに示す。 d 軸電圧指

令値 V_d と q 軸電圧指令値 V_q から下記式 (5) の演算式を用いて V_1 を計算する (ステップ 35)。 V_1 と入力電圧検出値 V_{pn} との大きさを比較する (ステップ 36)。

【0042】

【数5】

$$V_1 = \sqrt{2(V_d^2 + V_q^2)} \quad \dots\dots (5)$$

【0043】

ステップ 36 において、入力電圧検出値 V_{pn} の方が小さい場合は、下記式 (6) によって、 d 軸電圧指令値 V_d と q 軸電圧指令値 V_q の値を V_d' 、 V_q' にそれぞれ変更して出力する (ステップ 37)。入力電圧検出値 V_{pn} の方が大きい場合は d 軸電圧指令値 V_d 、 q 軸電圧指令値 V_q をそのまま出力する。

比率生成部 14 は前述の式 (3) の演算を行って PWM 出力デューティ値 D_u 、 D_v 、 D_w を生成する。

【0044】

【数6】

$$V_d' = \frac{V_{pn}}{V_1} V_d, \quad V_q' = \frac{V_{pn}}{V_1} V_q \quad \dots\dots (6)$$

【0045】

前述のように比率補正部 13 において、式 (6) の計算を行い d 軸電圧指令値 V_d と q 軸電圧指令値 V_q の値を V_d' 、 V_q' に変更すると、所望の印加電圧はブラシレスモータ 3 に印加されないが、印加電圧の位相は保持される。

前述の実施の形態 1 および実施の形態 2 のモータ制御装置においては、PWM 生成部 9 における途中の計算方法が異なるだけであり、条件が同じであれば、算出される PWM 出力デューティ値 D_u 、 D_v 、 D_w は同じである。

【0046】

本発明に係る実施の形態 2 のモータ制御装置によれば、インバータ回路の直流

側電圧が低いときでもブラシレスモータ 3 への電圧印加を停止させることなく連続的に電圧を印加できる。また、実施の形態 2 においては、ブラシレスモータ 3 のロータ位相情報が位置センサから得られないセンサレス駆動を行う場合においても、ブラシレスモータ 3 への電圧印加を停止させることなく連続的に電圧を印加できるので、ブラシレスモータ 3 の位相を推定でき、位置センサを使用しないで駆動するモータ制御装置を提供することができる。

【0047】

《実施の形態 3》

次に、本発明に係る実施の形態 3 のモータ制御装置について説明する。図 7 は実施の形態 3 のモータ制御装置の構成を示すブロック図である。図 7 において、整流回路 1、インバータ回路 2、ブラシレスモータ 3、および単相交流電源 5 は、前述の実施の形態 1 と同様の機能、構成を有する。実施の形態 3 のモータ制御装置における制御部 4 a には、位相推定部 15 が設けられている。位相推定部 15 は、d q 変換部 6 において算出された d 軸電流検出値 I_d と q 軸電流検出値 I_q 、および PWM 生成部 9 a から出力された d 軸電圧指令値 V_d' と q 軸電圧指令値 V_q' から推定位相 θ を出力する。推定位相 θ の演算方法は前述の「非特許文献 1」に詳細に記載されているので、ここでは省略する。算出された推定位相 θ は、d q 変換部 6 と PWM 生成部 9 a に送出されて使用される。

【0048】

実施の形態 3 のモータ制御装置においては、位相推定部 15 に入力される d 軸電圧指令値 V_d' と q 軸電圧指令値 V_q' が PWM 生成部 9 a において実際にブラシレスモータ 3 に印加される d 軸電圧指令値 V_d と q 軸電圧指令値 V_q と等しい値としたことにより、インバータ回路 2 の直流側電圧が脈動する場合であっても位相推定を正しく行うことができ、位置センサレス駆動が可能となる。実施の形態 3 の PWM 生成部 9 a を、例えば、前述の実施の形態 2 に基づいて構成する場合、図 5 の比率補正部 13 の出力である d 軸電圧指令値 V_d' と q 軸電圧指令値 V_q' とを位相推定部 15 に出力すればよい。あるいは、PWM 生成部 9 a を前述の実施の形態 1 に基づいて構成する場合、図 2 の V_{pn} 補正部 12 からの PWM 出力デューティ値 D_u 、 D_v 、 D_w と入力電圧検出値 V_{pn} とから 3 相正

弦波電圧 V_u 、 V_v 、 V_w を再度計算し、 d q 変換を行った結果として得られる d 軸電圧指令値および q 軸電圧指令値を位相推定部 15 に出力すればよい。

デューティ値を決定した時の入力電圧検出値 V_{pn} は、実際にインバータ回路 2 が PWM 動作している時の入力電圧とは、入力電圧が脈動しているため異なっている。したがって、指令の時の電圧指令値 V_d' 、 V_q' を位相推定部 15 に出力するよりも、実際にインバータ回路 2 が PWM 動作している時の入力電圧検出値 V_{pn} の値を用いて d 軸および q 軸電圧指令値を再度計算して位相推定部 15 に出力してもよい。このように再度計算した方が位相推定の精度が高まることはいうまでもない。

【0049】

図 8 において、(a) は従来のモータ制御装置による位相推定の実験結果を示すグラフであり、(b) は本発明の実施の形態 3 のモータ制御装置による位相推定の実験結果を示すグラフである。図 8 の (a) および (b) において、上側の波形が入力電圧検出値 V_{pn} を示し、下側の波形が推定位相の波形を示す。図 8 の (a) の実験においては、前述の第 2 の従来技術と第 3 の従来技術とを単に組み合わせた構成のモータ制御装置を従来のモータ制御装置として使用した。

図 8 の (a) に示すように、従来のモータ制御装置では、インバータ回路の入力電圧検出値 V_{pn} が小さい時には推定位相が歪んでおり、推定結果と実際の位相とがずれている。この結果、モータ効率の低下や騒音の増大を招いていた。また、負荷が大きい時には位相のずれがより大きくなり、モータが脱調して停止してしまうという大きな問題があった。このような問題を解決する装置として、実施の形態 3 のモータ制御装置を提供することができる。図 8 の (b) に示すように、実施の形態 3 のモータ制御装置は、推定位相が実際の位相と同じとなり直線的になっている。したがって、実施の形態 3 のモータ制御装置は、位置センサレス化の構成であっても、モータ効率の低下や騒音の増大を招くことのない優れたモータ制御を行うことができる。

【0050】

《実施の形態 4》

次に、本発明に係る実施の形態 4 のモータ制御装置について説明する。図 9 は

実施の形態 4 のモータ制御装置の構成を示すブロック図である。図 9 において、整流回路 1、インバータ回路 2、ブラシレスモータ 3、単相交流電源 5 は、前述の実施の形態 1 と同様の機能、構成を有する。実施の形態 4 における制御部 4 b は、d 軸 P I 制御器 7 a、q 軸 P I 制御器 8 a、PWM 生成部 9 b、d q 変換部 6、および減算手段等を有している。

実施の形態 4 における PWM 生成部 9 b は、実施の形態 1 で示した V_{pn} 補正部（図 2）の演算の過程において、ステップ 32（図 3）の条件判定の結果でステップ 34（式（4）の演算）を実行するときに、d 軸 P I 制御器 7 a と q 軸 P I 制御器 8 a に信号 S を送るよう構成されている。

【0051】

PWM 生成部 9 b からの信号 S を受けた d 軸 P I 制御器 7 a は、PWM 生成部 9 b がステップ 34 を実行するときに、すなわちステップ 34 において d 軸電流指令値 I_d^* と d 軸電流検出値 I_d との誤差から d 軸電圧指令値 V_d を作成するときに、P（比例）制御を行い、I（積分）制御を行わない。一方、q 軸 P I 制御器 8 a においても上記の d 軸 P I 制御器 7 a と同様の動作を行う。

【0052】

図 10 は実施の形態 4 によるモータ電流の実験結果を示すグラフである。図 10 において、上から順に入力電圧検出値 V_{pn} 、モータ電流、モータ電流指令値、およびモータ印加電圧位相を示す。

図 10 の実験結果と前述の実施の形態 1 の図 4 の（b）に示した実験結果とを比較すると、特にモータ電流がモータ電流指令値よりも大幅に増大する頻度が下がり、かつ、誤差が小さくなっていることが分かる。図 12 において丸で囲んだモータ電流波形が図 10 において丸で囲んだモータ電流波形に比べてさらにモータ電流指令値に近づいていることが分かる。このように、実施の形態 4 のモータ制御装置は、モータ電流の制御性を向上させることができ、過電流の発生が減少し、モータの出力トルクの最大値を高めることが実験により確認できた。

【0053】

《実施の形態 5》

次に、本発明に係る実施の形態 5 のモータ制御装置について説明する。図 11

は実施の形態 5 のモータ制御装置の構成を示すブロック図である。図 11 において、整流回路 1、インバータ回路 2、ブラシレスモータ 3、単相交流電源 5 は、前述の実施の形態 1 と同様の機能、構成を有する。実施の形態 5 における制御部 4c は、d q 変換部 6、d 軸 P I 制御器 7、q 軸 P I 制御器 8、P W M 生成部 9、d 軸乗算部 18、q 軸乗算部 19、および q 軸加算部 20 を有している。d q 変換部 6、d 軸 P I 制御器 7、q 軸 P I 制御器 8、および P W M 生成部 9 は実施の形態 1 と同様の機能を有する。d 軸乗算部 18 は q 軸電流検出値 I_q とブラシレスモータ 3 の回転数 ω とブラシレスモータ 3 の q 軸インダクタンス L_q とを乗算した結果を出力し、d 軸 P I 制御器 7 との加算結果を d 軸印加電圧指令値 V_d とする。q 軸乗算部 19 は d 軸電流検出値 I_d と回転数 ω とブラシレスモータ 3 の d 軸インダクタンス L_d とを乗算した結果を出力する。q 軸加算部 20 は回転数 ω とブラシレスモータ 3 の誘起電圧 K_e とを乗算した結果を出力する。q 軸乗算部 19 と q 軸加算部 20 と q 軸 P I 制御器 8 のそれぞれの出力を加算した結果を q 軸印加電圧指令値 V_q とする。これらの動作は下記式 (7) の計算式で表せる。

【0054】

【数 7】

$$\begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} -\omega L_q I_q \\ \omega L_d I_d + \omega K_e \end{pmatrix}}_{\text{非干渉項}} + PI \begin{pmatrix} I_d^* - I_d \\ I_q^* - I_q \end{pmatrix} \quad \dots\dots (7)$$

【0055】

実施の形態 5 においては、式 (7) の右辺の第 1 項の非干渉項を追加することにより、d 軸と q 軸の独立性を高めることができる。図 12 は実施の形態 5 によるモータ電流の実験結果を示すグラフである。

図 12 に示すように、図 10 に示した実施の形態 4 のモータ制御装置よりもさらにモータ電流の追従性が向上している。図 12 において丸で囲んだモータ電流波形が図 10 において丸で囲んだモータ電流波形に比べてさらにモータ電流指令

値に近づいていることが分かる。実施の形態5のモータ制御装置においては、過電流の発生が実施の形態4のモータ制御装置を用いた場合に比べてさらに減少し、モータの出力トルクの最大値をさらに高めることができることを実験により確認した。

【0056】

図13は本発明のモータ制御装置を用いた場合のモータの回転数と限界トルクとの関係を、従来のモータ制御装置を用いた場合と比較して示した実験結果である。なお、図13に示した実験において用いた本発明のモータ制御装置は、前述の実施の形態1、実施の形態3、実施の形態4および実施の形態5の構成を組み合わせた構成の装置である。また、このとき比較例として用いた従来のモータ制御装置は前述の第2の従来技術と第3の従来技術とを単に組み合わせた構成のモータ制御装置である。この実験において、実施の形態1のモータ制御装置の構成の代わりに実施の形態2のモータ制御装置の構成を用いても同様の実験結果を得た。

図13のグラフから明らかなように、本発明のモータ制御装置を用いた場合には、限界トルクが従来のモータ制御装置を用いた場合と比較して大幅に増大している。したがって、本発明のモータ制御装置を用いることにより、空気調和機や冷蔵庫などに使用される圧縮機に必要とされるトルクを充分満足することができた。また、本発明のモータ制御装置を用いることにより、電気洗濯機、電気乾燥機、掃除機、送風機などに用いるモータを駆動するモータ制御装置としても満足のできる仕様となる。

【0057】

《実施の形態6》

次に、本発明に係る実施の形態6のモータ制御装置について説明する。実施の形態6のモータ制御装置は、インバータ回路に入力される入力電圧検出値 V_{pn} を過去のデータから推定するよう構成されている。

実施の形態6のモータ制御装置において、入力電圧検出値 V_{pn} は変動が大きいため、制御周期毎に検出している。前回の制御周期にて検出した入力電圧検出値を $V_{pn}[n-1]$ 、前前回の制御周期にて検出した入力電圧検出値を V_{pn}

〔 $n-2$ 〕とすると、今回の制御周期に使用する入力電圧検出値として V_{pn} 〔 $n-1$ 〕を使用するよりも、 V_{pn} 〔 $n-1$ 〕と V_{pn} 〔 $n-2$ 〕との変化量を算出して、今回の制御周期における入力電圧検出値 V_{pn} 〔 n 〕を推定する。その計算式を下記式（８）として示す。

【0058】

【数８】

$$V_{pn}[n] = V_{pn}[n-1] + (V_{pn}[n-1] - V_{pn}[n-2]) \quad \cdots \cdots (8)$$

【0059】

式（８）は前回の入力電圧検出値 V_{pn} 〔 $n-1$ 〕と前前回の入力電圧検出値 V_{pn} 〔 $n-2$ 〕との変化量が今回と前回の変化量と等しいと仮定した時に成り立つものである。本発明のモータ制御装置において、式（８）を用いて推定された入力電圧検出値 V_{pn} 〔 n 〕を使用することにより、精度の高いデューティ値を出力することができる。

実施の形態６における入力電圧検出値 V_{pn} 〔 n 〕を推定するという構成は、前述の実施の形態１から実施の形態５の構成に組み込むことができ、より精度の高いデューティ値を出力して、効率の高いモータ制御を行うことができる。

【0060】

《実施の形態７》

次に、本発明に係る実施の形態７のモータ制御装置について説明する。

モータの停止時やインバータ回路のスイッチング動作が停止した時には、モータに流れている電流がインバータ回路の入力側に回生される。その回生電流が大きい場合には、インバータ回路の入力側電圧が増大し、過電圧となってモータ制御装置が破損するときがある。実施の形態７のモータ制御装置は、このような回生電流による破損を防止した機構を有するものである。

【0061】

図１４は本発明に係る実施の形態７のモータ制御装置における制御部以外の整流回路１、インバータ回路２、ブラシレスモータ３、および単相交流電源５等を

示す回路図であり、制御部は省略している。図 14 に示すように、整流回路 1 とインバータ回路 2 の間に静電容量の小さいコンデンサ 16 が設けられている。このようにコンデンサ 16 を整流回路 1 とインバータ回路 2 の間に設けることにより、回生電流によるモータ制御装置の破損を防止することができ、より安全なモータ制御装置を実現することができる。

コンデンサ 16 の静電容量は、回生電流によりモータ制御装置が破損されない値に設定される。例えば、家庭用の空気調和機やヒートポンプ給湯器の圧縮機に使用するモータ制御装置の場合には $1\ \mu\text{F} \sim 50\ \mu\text{F}$ 程度でよい。冷蔵庫や電気洗濯機、電気乾燥機、電気掃除機の場合は、空気調和機に比べて回生電流の大きさが小さいことから、 $1\ \mu\text{F} \sim 20\ \mu\text{F}$ 程度でよい。

実施の形態 7 における回生電流によりモータ制御装置を破損から防止するという構成は、前述の実施の形態 1 から実施の形態 6 の構成に組み込むことができ、より信頼性の高いモータ制御装置を提供することが可能となる。

【0062】

《実施の形態 8》

次に、本発明に係る実施の形態 8 のモータ制御装置について説明する。図 15 は本発明に係る実施の形態 8 のモータ制御装置における制御部以外の整流回路 1、インバータ回路 2、ブラシレスモータ 3、および単相交流電源 5 等を示す回路図であり、制御部は省略している。

【0063】

整流回路 1 の入力電流は、インバータ回路 2 におけるスイッチング動作の影響を受ける。特にスイッチング動作のキャリア周波数が低い場合にはその波形が歪むという問題があった。実施の形態 8 のモータ制御装置においては、図 15 に示すように、単相交流電源 5 と整流回路 1 との間にインダクタンスのインダクタ 17 を設けている。実施の形態 8 のモータ制御装置は、インダクタ 17 を単相交流電源 5 と整流回路 1 との間に設けることにより、入力電流の力率を高め、電流波形を改善することができる。インダクタ 17 のインダクタンスは、電流歪が小さくなる値に設定される。例えば、家庭用の空気調和機やヒートポンプ給湯器の圧縮機に使用するモータ制御装置の場合は $0.1\ \text{mH} \sim 2\ \text{mH}$ 程度でよい。冷蔵庫

や電気洗濯機、電気乾燥機、電気掃除機の場合は、空気調和機に比べて電流の大きさが小さいことから、0.1mH～1.0mH程度でよい。

なお、インダクタを設けたモータ制御装置に、さらに、前述の実施の形態7で説明したように、回生電流によるモータ制御装置の破損を防止する目的で、コンデンサを設けてもよい。ただし、この場合はインダクタとコンデンサが直列接続となり、共振現象が発生する場合がある。その共振周波数は一般的に知られるように $1/2\pi\sqrt{LC}$ であり、インダクタとコンデンサの値で決まる。したがって、一例として共振周波数を電源高調波規制の周波数よりも高くなるようにインダクタとコンデンサの値を設計すれば、より発生ノイズの少ないモータ制御装置を提供することができる。

【0064】

《実施の形態9》

次に、本発明に係る実施の形態9のモータ制御装置について説明する。図16の(a)は本発明に係る実施の形態9のモータ制御装置の構成を示すブロック図である。図16の(a)において、インバータ回路2、ブラジレスモータ3、制御部4、および単相交流電源5は、前述の実施の形態1と同様の機能、構成を有する。実施の形態9のモータ制御装置においては、インバータ回路2の入力側に昇圧回路21が設けられており、単相交流電源5からの交流電圧（例えばAC100V）を昇圧（例えばAC200V）してインバータ回路2に入力するよう構成されている。

【0065】

昇圧回路21は、単相交流電源5の入力電圧Vが印加されるインダクタ200、直列接続された2つのスイッチング素子201、202、直列接続された2つのダイオード203、204、及びコンデンサ205を具備している。2つのスイッチング素子201、202の接続点にはインダクタ200を介して単相交流電源5の一端が接続され、単相交流電源5の他端は2つのダイオード203、204の接続点に接続されている。そして、スイッチング素子201、202の直列接続体、2つのダイオード203、204の直列接続体、及びコンデンサ205はそれぞれが並列に接続されている。コンデンサ205の両端からの出力は、

インバータ回路 2 に入力される。

【0066】

また、実施の形態 9 のモータ制御装置には、昇圧回路 2 1 におけるスイッチング素子 2 0 1, 2 0 2 のオンオフ動作を制御するための昇圧回路制御部 2 2 が設けられている。以下の説明において、図 1 6 の (a) の上側にあるスイッチング素子 2 0 1 を上アームスイッチング素子 2 0 1 と呼び、下側にあるスイッチング素子 2 0 2 を下アームスイッチング素子 2 0 2 と呼ぶ。

【0067】

次に、実施の形態 9 のモータ制御装置における昇圧回路制御部 2 2 の動作の一例について説明する。

昇圧回路制御部 2 2 は、昇圧回路 2 1 に設けられている上アームスイッチング素子 2 0 1 と下アームスイッチング素子 2 0 2 とを制御する PWM 指令を出力する。一方のスイッチング素子に対する PWM 指令は、所定時間でオンオフ動作を繰り返すオンオフ期間と、オフ状態を継続するオフ期間とが交互に存在する。また、一方のスイッチング素子が所定時間でオンオフ動作を繰り返すオンオフ期間においては、他方のスイッチング素子はオフ状態を継続するオフ期間となる。

【0068】

図 1 7 において、(a) は昇圧回路制御部 2 2 が出力する上アームスイッチング素子 2 0 1 に対する制御信号 V 1 であり、(b) は昇圧回路制御部 2 2 が出力する下アームスイッチング素子 2 0 2 に対する制御信号 V 2 であり、(c) は単相交流電源 5 の出力電圧 V であり、それぞれ一例を示している。図 1 7 に示すように、例えば、期間 A においては上アームスイッチング素子 2 0 1 がオンオフ動作を行い、下アームスイッチング素子 2 0 2 がオフ状態を継続しているとし、期間 B においては下アームスイッチング素子 2 0 2 がオンオフ動作を行い、上アームスイッチング素子 2 0 1 がオフ状態を継続しているとする。

【0069】

期間 A に示す状態は単相交流電源 5 の出力電圧 V におけるインダクタ 2 0 0 が接続されていない側の電圧が高い期間である。そして、期間 B に示す状態は単相交流電源 5 の出力電圧におけるインダクタ 2 0 0 が接続されている側の電圧が高

い期間である。すなわち、期間 A と期間 B は単相交流電源 5 の電源周波数に同期して交互に発生する。昇圧回路制御部 22 は、昇圧回路 21 に設けられている上アームスイッチング素子 201 および下アームスイッチング素子 202 が前述のようにオンオフ動作するように PWM 指令を昇圧回路 21 に出力する。

【0070】

次に、実施の形態 9 における PWM 指令の PWM 出力デューティ値の決定方法について説明する。

制御部 4 は、インバータ回路 2 の入力電圧が最大となるタイミング毎に、前述の実施の形態 3 において示した図 3 のステップ 34 を実行したか否かを判定する。即ち、制御部 4 は、入力電圧検出値 V_{pn} が印加電圧最大値 V_{max} より小さい場合において、U、V、W 相の PWM 出力デューティ値が式 (4) により決定されたか否かを判定する。

【0071】

ステップ 34 が実行されたと判定した場合、制御部 4 は昇圧回路制御部 22 にその制御信号を出力する。昇圧回路制御部 22 は制御部 4 からの制御信号が入力された時、昇圧回路 21 に出力する PWM 指令の PWM 出力デューティ値を増大させる。一方、制御信号が入力されない時、昇圧回路制御部 22 は PWM 指令の PWM 出力デューティ値を減少させる。したがって、昇圧回路制御部 22 の PWM 指令の PWM 出力デューティ値が変更されるのは、インバータ回路 2 の入力電圧が最大となるタイミング毎となる。このタイミングは単相交流電源 5 の出力電圧が最大となるタイミングである。

【0072】

次に、図 17 に示す期間 A か期間 B かの動作状態を判定する方法について説明する。

ブラシレスモータ 3 を起動すると、昇圧回路 21 に設けられているコンデンサ 205 は容量が小さいため、インバータ回路 2 の入力電圧はコンデンサ 205 が設けられていない場合の波形と類似している（例えば、図 4 において V_{pn} で示した入力電圧検出信号）。この時、下アームスイッチング素子 202 を制御部 4 からの制御信号とは無関係に、あらかじめ決められた所定の PWM 指令の PWM

出力デューティ値でオンオフ動作させる。この場合、単相交流電源 5 の出力電圧がインダクタ 2 0 0 の接続されている側の方が高い時、オンオフ動作していない時よりもコンデンサ 2 0 5 の電圧は昇圧する。したがって、この時の状態は、単相交流電源 5 の電圧位相が期間 B であると判定できる。逆に、単相交流電源 5 の出力電圧がインダクタ 2 0 0 の接続されていない側の方が高い時、コンデンサ 2 0 5 の電圧は昇圧されない。したがって、この時の状態は、単相交流電源 5 の電圧位相が期間 A であると判定できる。

【 0 0 7 3 】

上記のようにして、コンデンサ 2 0 5 の電圧が昇圧されたか否かを検知することにより、単相交流電源 5 の電圧位相を検出できるため、実施の形態 9 のモータ制御装置では電圧位相検出回路を用いることなく期間 A か期間 B かを判定することができる。

図 1 8 は、実施の形態 9 のモータ制御装置における、単相交流電源 5 の出力電圧 V の波形と、算出された PWM 出力デューティ値に基づき変更されたパルス波形を示す。

【 0 0 7 4 】

なお、上記の実施の形態 9 においては、下アームスイッチング素子 2 0 2 をあらかじめ決められた所定の PWM 指令の PWM 出力デューティ値でオンオフ動作させた構成で説明したが、この時のオンオフ動作させるスイッチング素子は上アームスイッチング素子 2 0 1 でもよい。その場合には、コンデンサ 2 0 5 が昇圧した時が期間 A となり、昇圧しない時が期間 B となることはいうまでもない。

図 1 6 の (b) は実施の形態 9 のモータ制御装置における昇圧回路の別の構成を示す回路図である。図 1 6 の (b) に示すように、実施の形態 9 における昇圧回路は、1 つのスイッチング素子、複数のダイオード及び 1 つのコンデンサで構成することも可能である。このように構成した場合には、上アームスイッチング素子と下アームスイッチング素子の区別をする必要がなく、1 つのスイッチング素子を PWM 指令に基づいてスイッチング動作をさせればよい。

【 0 0 7 5 】

以上、実施の形態 9 で説明したモータ制御装置は、ブラシレスモータ 3 への印

加電圧が不足するような、単相交流電源 5 の出力電圧が低い場合、インバータ回路 2 の入力電圧を昇圧できる構成である。このため、実施の形態 9 のモータ制御装置は、ブラシレスモータ 3 の最大回転数を上昇させて、運転範囲を大幅に拡大することができる。特に、空気調和機の場合、最大回転数が上昇できるため、冷暖房の能力可変範囲が広がり、快適性がさらに向上する。また、実施の形態 9 のモータ制御装置を用いた機器においては、特に、暖房運転における最大能力が向上し、より暖房効果の大きい空気調和機を提供することができる。

【0076】

《実施の形態 10》

次に、本発明に係る実施の形態 10 のモータ制御装置について説明する。図 19 は本発明に係る実施の形態 10 のモータ制御装置の構成を示すブロック図である。図 19 に示す実施の形態 10 のモータ制御装置において、インバータ回路 2、ブラシレスモータ 3、制御部 4、および単相交流電源 5 は、前述の実施の形態 9 と同様の機能、構成を有する。

【0077】

実施の形態 10 のモータ制御装置においては、昇圧回路制御部 22a が、交流電流指令作成部 23 および PWM 指令作成部 24 を有している。

昇圧回路制御部 22a の交流電流指令作成部 23 においては、単相交流電源 5 の電圧位相を検出し、その検出された電圧位相と同じ位相の交流電流指令値を作成して、PWM 指令作成部 24 へ出力する。交流電流指令値の振幅値は、制御部 4 からの制御信号に基づいて作成される。

制御部 4 から交流電流指令作成部 23 へ入力される制御信号は、前述の実施の形態 9 で説明した制御信号と同じである。交流電流指令作成部 23 は、制御部 4 からの制御信号が入力されたとき、交流電流指令値の振幅値を増大させる。一方、制御部 4 からの制御信号が入力されない場合、交流電流指令値の振幅値を減少させる。

【0078】

PWM 指令作成部 24 には、交流電流指令作成部 23 からの交流電流指令値と、単相交流電源 5 の交流電流の検出値が入力される。PWM 指令作成部 24 は、

昇圧回路 21 の出力電流が交流電流指令値になるよう誤差増幅して、昇圧回路 21 のスイッチング素子を駆動するための PWM 信号を作成し、その PWM 信号を昇圧回路 21 へ出力する。実施の形態 10 における PWM 指令作成部 24 においては、誤差増幅に使用されるフィードバック制御として P I 制御を用いている。図 20 は昇圧回路制御部 22 a の具体的な構成を示す回路図である。しかし、本発明においては、このような P I 制御の構成に限定するものではなく、その他の一般的に用いられているフィードバック制御を用いることができる。

図 21 は、実施の形態 10 のモータ制御装置における、単相交流電源 5 の出力電圧 V の波形と、算出された PWM 出力デューティ値と、その PWM 出力デューティ値に基づき変更されたパルス波形を示す。

【0079】

なお、昇圧回路 21 における上下どちらのスイッチング素子を駆動制御するかは、交流電流指令値が正か負で判定することができる。例えば、交流電流指令値が正であれば、下アームスイッチング素子を PWM 動作して、上アームスイッチング素子をオフ状態とするように PWM 指令を出力する。また、交流電流指令値が負であれば、上アームスイッチング素子を PWM 動作して、下アームスイッチング素子をオフ状態とするように PWM 指令を出力する。

【0080】

若しくは、昇圧回路制御部 22 a においては電圧位相を検出しているため、その検出された電圧位相を PWM 指令作成部 24 に入力して、その検出された電圧位相に基づいて上下いずれかのスイッチング素子を PWM 駆動するよう決定してもよい。図 22 はそのように構成された昇圧回路制御部 22 b の具体的な構成を示す回路図である。

【0081】

なお、昇圧回路 21 は、前述の実施の形態 9 における図 16 の (b) に示したような 1 つのスイッチング素子で構成した昇圧回路 21 a でもよいことはいうまでもない。

以上のように昇圧回路 21 および昇圧回路制御部 22 a, 22 b を動作させることで、単相交流電源 5 に流れる電流波形がほぼ正弦波状になるので、電源力率

がほぼ1となり、電源系統に悪影響を及ぼさないモータ制御装置を提供することができる。

【0082】

《実施の形態11》

次に、本発明に係る実施の形態11のモータ制御装置について説明する。図23は本発明に係る実施の形態11のモータ制御装置の構成を示すブロック図である。図23に示す実施の形態11のモータ制御装置において、インバータ回路2、ブラシレスモータ3、制御部4、および単相交流電源5は、前述の実施の形態9及び実施の形態10と同様の機能、構成を有する。

【0083】

実施の形態11のモータ制御装置において、前述の実施の形態10と異なる点は、昇圧回路21の代わりに倍電圧整流昇圧回路25が設けられている点である。この倍電圧整流昇圧回路25は、インダクタ300、スイッチング素子301、ダイオード302、303、304、305、静電容量の大きなコンデンサ306および静電容量の小さなコンデンサ307を有する。昇圧回路制御部22cは、交流電流指令作成部23およびPWM指令作成部24bを有する。交流電流指令作成部23の動作は前述の実施の形態9及び実施の形態10で説明したものと実質的に同じである。

【0084】

以下、PWM指令作成部24bの動作および倍電圧整流昇圧回路25の動作について説明する。

単相交流電源5の出力電圧において、インダクタ300が接続されている側の方がインダクタ300が接続されていない側と比べて高い期間（以下、期間Cと呼ぶ）には、電流がコンデンサ306に流入する。逆に、単相交流電源5の出力電圧において、インダクタ300が接続されていない側の方が高い期間（以下、期間Dと呼ぶ）には、電流がコンデンサ307に流入する。

したがって、期間Cにおいては、従来の倍電圧整流回路に入力される電流と同様の電流が単相交流電源5から流入するため、この状態でインダクタ300を小型化すると電源力率が低下する。そこで、実施の形態11においては、PWM指

令作成部 24b が期間 C の時に倍電圧整流昇圧回路 25 のスイッチング素子を PWM 駆動する PWM 信号を出力し、電源力率が低下しないよう構成されている。

【0085】

なお、期間 D においては、前述の実施の形態 7 で説明した回路と同様な構成となるため、電源力率は低下しない。

実施の形態 11 における PWM 指令作成部 24b と、前述の実施の形態 10 の PWM 指令作成部 24 との違いは、期間 D の時に PWM 信号を倍電圧整流昇圧回路 25 へ出力しない点である。

【0086】

従来の倍電圧整流回路においては、2つのコンデンサの静電容量がほぼ同じ値で、しかもアルミ電解コンデンサなどの静電容量の大きなコンデンサを用いていた。本発明に係る実施の形態 11 のモータ制御装置においては、2つのコンデンサにおけるどちらか一方の静電容量を小さい値に設定している。このように、実施の形態 11 のモータ制御装置においては、一方のコンデンサの静電容量を小さくすることができるため、従来の倍電圧整流回路に比べて小型化することが可能となる。

図 23 の (b) は、本発明に係るモータ制御装置における別の構成の倍電圧整流昇圧回路 25a を示す回路図である。図 23 の (b) に示した倍電圧整流昇圧回路 25a を、図 23 の (b) に示す倍電圧整流昇圧回路 25 の代わりに用いても上記の実施の形態 11 と同様の効果を奏する。

【0087】

なお、実施の形態 1 から実施の形態 11 で説明した本発明は、空気調和機に限定されるものではなく、インバータ回路を使用してブラシレスモータを駆動する他のモータ制御装置にも適用できることはいうまでもない。例えば、インバータ回路を搭載した冷蔵庫、電気洗濯機、電気乾燥機、電気掃除機、送風機、ヒートポンプ給湯器等である。いずれの製品についても、モータ制御装置を小型化、軽量化することで、製品の設計の自由度が向上し、安価な製品を提供することができる等、その効用は計り知れない。

【0088】

日本において販売されている家庭用の空気調和機は、そのほとんどがインバータ化されており、インバータ化されていない空気調和機に比べてきわめて省エネルギー効果が高い装置となっている。したがって、日本の空気調和機の消費電力は、10年前の空気調和機と比較すると約半分となっており、インバータ化が浸透している。しかし、世界的に見ると、インバータ化されていない空気調和機の方が多く、省エネルギーの促進や地球環境保全の観点から、世界の空気調和機をインバータ化することが望まれている。

【0089】

日本では空気調和機という商品形態がほとんどであるが、国外の場合には圧縮機単体の商品で流通することが多く、このような圧縮機単品の市場では、従来の圧縮機のサイズと同等のサイズもしくはより小型の圧縮機が求められている。したがって、インバータ回路を付加した結果、サイズが従来よりも大型化するので、市場に受け入れられず、世界の圧縮機をインバータ化して省エネルギー化を促進することは困難である。そのため、圧縮機の性能は同等で、形状が同等もしくは小型であるインバータ装置を含めた圧縮機が必要であった。

前述のように、本発明によれば、従来のモータ制御装置の中でも大型部品である力率改善用インダクタと平滑用の静電容量の大きいコンデンサを用いない構成のモータ制御装置が提供できるので、従来の圧縮機と同等もしくはより小型なモータ制御装置を含めた圧縮機を提供し、世界的な省エネルギー化の促進と、地球環境の保全に多大な効用をもたらすことができる。

【0090】

なお、前述の各実施の形態では、交流電源を入力とし、これを整流してインバータ回路へ入力するよう構成した例で説明したが、本発明はこのような構成に限定されるものではない。本発明においては、変動する電圧がインバータ回路へ入力されても、インバータ回路が所望の電圧に変換してブラシレスモータへ出力するよう構成されている。例えば、車載用のブラシレスモータに見られるような、一つの直流電源に複数の負荷がつながっている場合には、それらの負荷の動作条件により、直流電源の出力電圧が変動する。このように変動する直流電源が本発明のモータ制御装置に入力されても、インバータ回路が所望の電圧に変換して当

該ブラシレスモータを高精度に駆動することができる。

また、前述の各実施の形態においては、位置センサを用いずにブラシレスモータに供給する電流で位相を検出する方法として、「非特許文献 1」に記載されている方法を用いて説明を行ったが、本発明はこの方法に限定されるものではなく、電流で位相を検出する方法であれば、どのような方法でも本発明に適用することができる。

【0091】

【発明の効果】

以上、実施の形態について詳細に説明したところから明らかなように、本発明は次の効果を有する。

本発明によれば、整流回路部分を小型化できると共に、位置センサを用いた構成および位置センサレスの構成のいずれの構成でも対応することが可能な小型のモータ制御装置を提供することができる。

また、本発明によれば、インバータ回路への入力電圧が大きく脈動するものであっても、ブラシレスモータへの電圧の印加を停止させることなく位置センサレスで駆動することができるモータ制御装置を提供することができる。

また、本発明によれば、インバータ回路への直流側電圧が低いときでもモータへの電圧印加を停止させることなく連続的に電圧を印加できるモータ制御装置を提供することができる。

【0092】

また、本発明によれば、ブラシレスモータのロータ位相情報が位置センサから得られないセンサレス駆動を行う場合においても、モータへの電圧印加を停止することなく連続的に電圧を印加できるので、モータの位相を推定でき、位置センサを使用しないで駆動するモータ制御装置を提供することができる。

また、本発明によれば、電流制御を行う制御器に不要な誤差を重畳しなくてよいので、モータ電流が不要に流れることがなく、位置センサレスの推定精度を向上させることができ、高精度で安定したモータ制御装置を提供することができる。

【0093】

また、本発明によれば、整流回路に静電容量の大きな平滑コンデンサを持たないモータ制御装置において、出力トルクを大幅に向上させることができるモータ制御装置を提供することができる。本発明のモータ制御装置においては、インバータ回路の入力電圧が脈動し、所望の電圧をモータに印加できない時、モータ印加電圧の位相を保持することができるので、むだなモータ電流を低減して、過電流によるモータの停止を減らすことが可能となる。

また、本発明のモータ制御装置は、精度の高い位相推定が可能となるので、モータを位置センサレスで駆動することができ、空気調和機、冷蔵庫等に用いる圧縮機への適用が実現できる。

【0094】

また、本発明によれば、モータ電流の追従性を向上させることができるので、効率が高く、騒音が小さく、そして出力トルクが向上したモータ制御装置を提供することができる。

さらに、本発明によれば、従来のモータ制御装置の中でも大型部品である力率改善用インダクタと平滑用の静電容量の大きなコンデンサを用いないで構成できるモータ制御装置が提供できるので、従来の圧縮機と同等もしくはより小型なモータ制御装置を含めた圧縮機を提供し、世界的な省エネルギーの促進と、地球環境の保全に多大な効用をもたらすことができる。

【0095】

また、本発明のモータ制御装置は、ブラシレスモータへの印加電圧が不足するような、単相交流電源の出力電圧が低い場合、インバータ回路の入力電圧を昇圧できる構成である。このため、本発明によれば、ブラシレスモータの最大回転数を上昇させて、運転範囲を大幅に拡大することができるモータ制御装置を提供することが可能となる。

また、本発明によれば、昇圧回路および昇圧回路制御部を動作させることにより、単相交流電源に流れる電流波形がほぼ正弦波状になるので、電源力率がほぼ1となり、電源系統に悪影響を及ぼさないモータ制御装置を提供することができる。

本発明のモータ制御装置においては、倍電圧整流昇圧回路における一方のコン

デンサの静電容量を小さくすることができるため、従来の倍電圧整流回路に比べて小型化することが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明に係る実施の形態 1 のモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

【図 2】

本発明に係る実施の形態 1 における PWM 生成部の構成を示すブロック図である。

【図 3】

本発明に係る実施の形態 1 における V_p n 補正部の動作を示すフローチャートである。

【図 4】

(a) は従来のモータ制御装置によるモータ電流等を計測した実験結果を示すグラフであり、(b) は実施の形態 1 のモータ制御装置によるモータ電流等を計測した実験結果を示すグラフである。

【図 5】

本発明に係る実施の形態 2 のモータ制御装置における PWM 生成部のブロック図である。

【図 6】

本発明に係る実施の形態 2 における比率補正部の動作を示すフローチャートである。

【図 7】

本発明に係る実施の形態 3 のモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

【図 8】

(a) は従来のモータ制御装置によるモータ電流等を計測した実験結果を示すグラフであり、(b) は実施の形態 3 のモータ制御装置によるモータ電流等を計測した実験結果を示すグラフである。

【図 9】

本発明に係る実施の形態 4 のモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

【図 1 0】

本発明に係る実施の形態 4 のモータ制御装置によるモータ電流等を計測した実験結果を示すグラフである。

【図 1 1】

本発明に係る実施の形態 5 のモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

【図 1 2】

本発明に係る実施の形態 5 のモータ制御装置によるモータ電流等を計測した実験結果である。

【図 1 3】

本発明のモータ制御装置と従来のモータ制御装置とによるモータの限界トルクを示す実験結果を示すグラフである。

【図 1 4】

本発明に係る実施の形態 7 のモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

【図 1 5】

本発明に係る実施の形態 8 のモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

【図 1 6】

本発明に係る実施の形態 9 のモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

【図 1 7】

本発明に係る実施の形態 9 のモータ制御装置における昇圧回路への入力波形を示す波形図である。

【図 1 8】

本発明に係る実施の形態 9 のモータ制御装置における動作を示す波形図である。

【図 1 9】

本発明に係る実施の形態 1 0 のモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

【図 2 0】

本発明に係る実施の形態 1 0 のモータ制御装置における昇圧回路制御部の構成を示すブロック図である。

【図 2 1】

本発明に係る実施の形態 1 0 のモータ制御装置における動作を示す波形図である。

【図 2 2】

本発明に係る実施の形態 1 0 のモータ制御装置における昇圧回路制御部の別の構成を示すブロック図である。

【図 2 3】

本発明に係る実施の形態 1 1 のモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

【図 2 4】

本発明に係る実施の形態 1 1 のモータ制御装置における動作を示す波形図である。

【図 2 5】

第 1 の従来技術のモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

【図 2 6】

第 2 の従来技術のモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

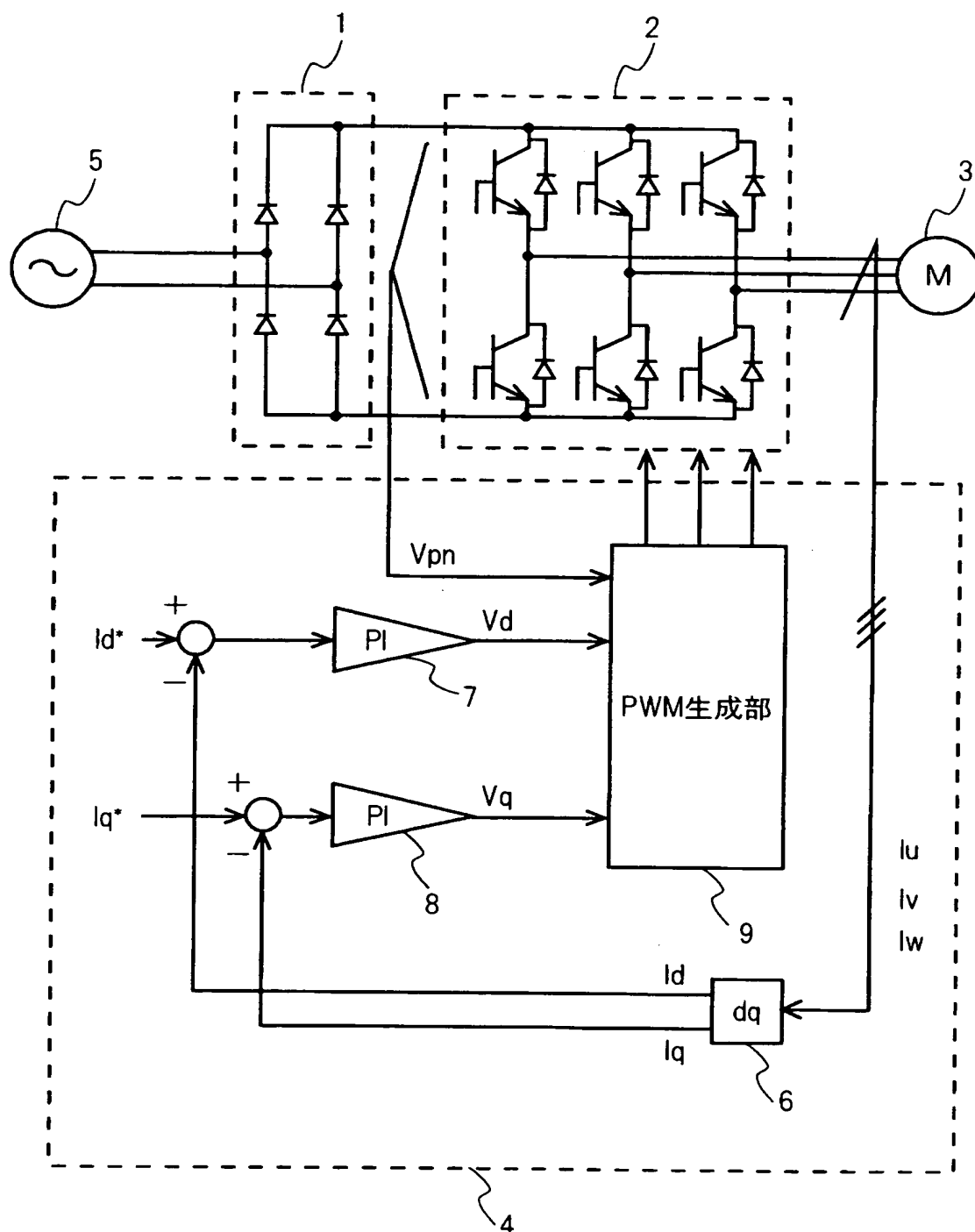
【符号の説明】

- 1 整流回路
- 2 インバータ回路
- 3 ブラシレスモータ
- 4 制御部
- 5 単相交流電源
- 6 d q 変換部
- 7 d 軸 P I 制御器
- 8 q 軸 P I 制御器
- 9 P W M 生成部
- 1 0 逆 d q 変換部
- 1 1 線間変調部
- 1 2 V p n 補正部

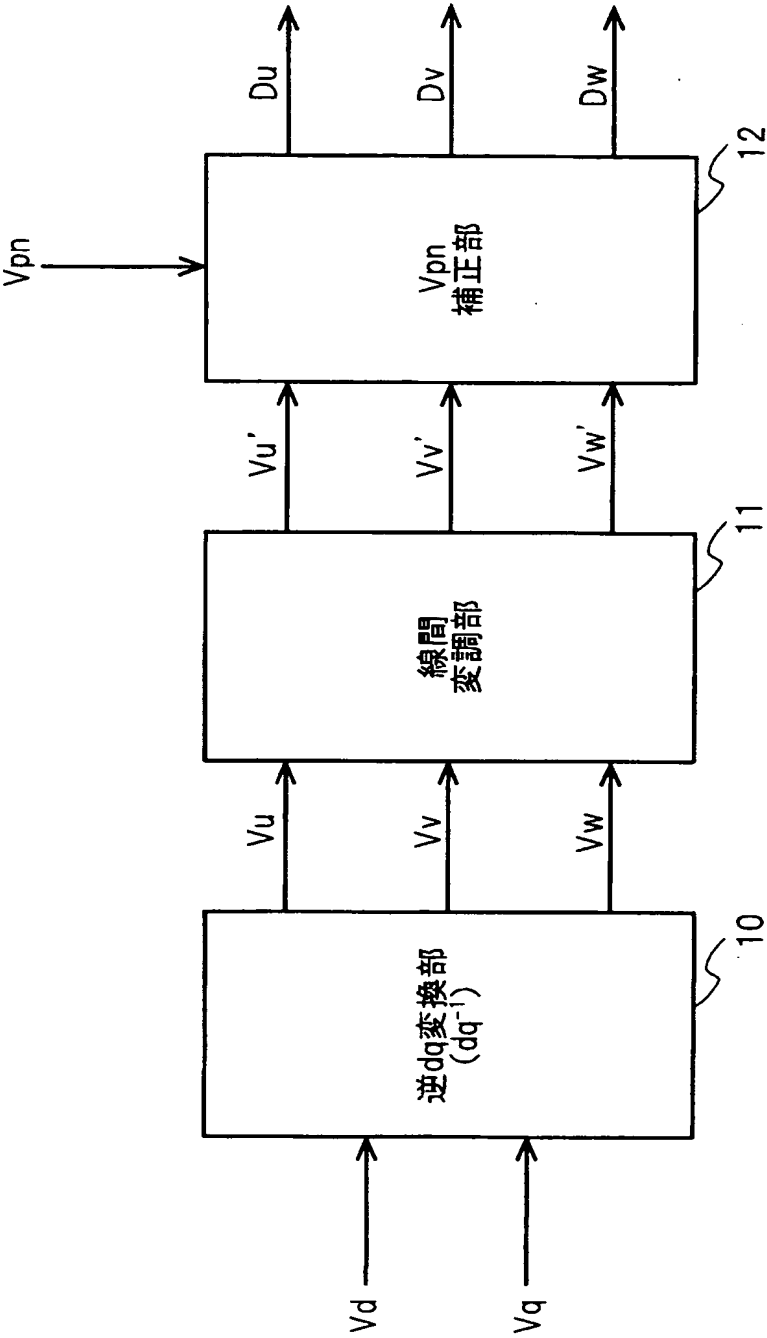
- 1 3 比率補正部
- 1 4 比率生成部
- 1 5 位相推定部
- 1 6 コンデンサ
- 1 7 インダクタ
- 1 8 d 軸乗算部
- 1 9 q 軸乗算部
- 2 0 q 軸加算部
- 2 1 昇圧回路
- 2 2 昇圧回路制御部
- 2 3 交流電流指令作成部
- 2 4 P W M 指令作成部
- 2 5 倍電圧整流昇圧回路
- 2 6 コンデンサ
- 2 7 コンデンサ

【書類名】 図面

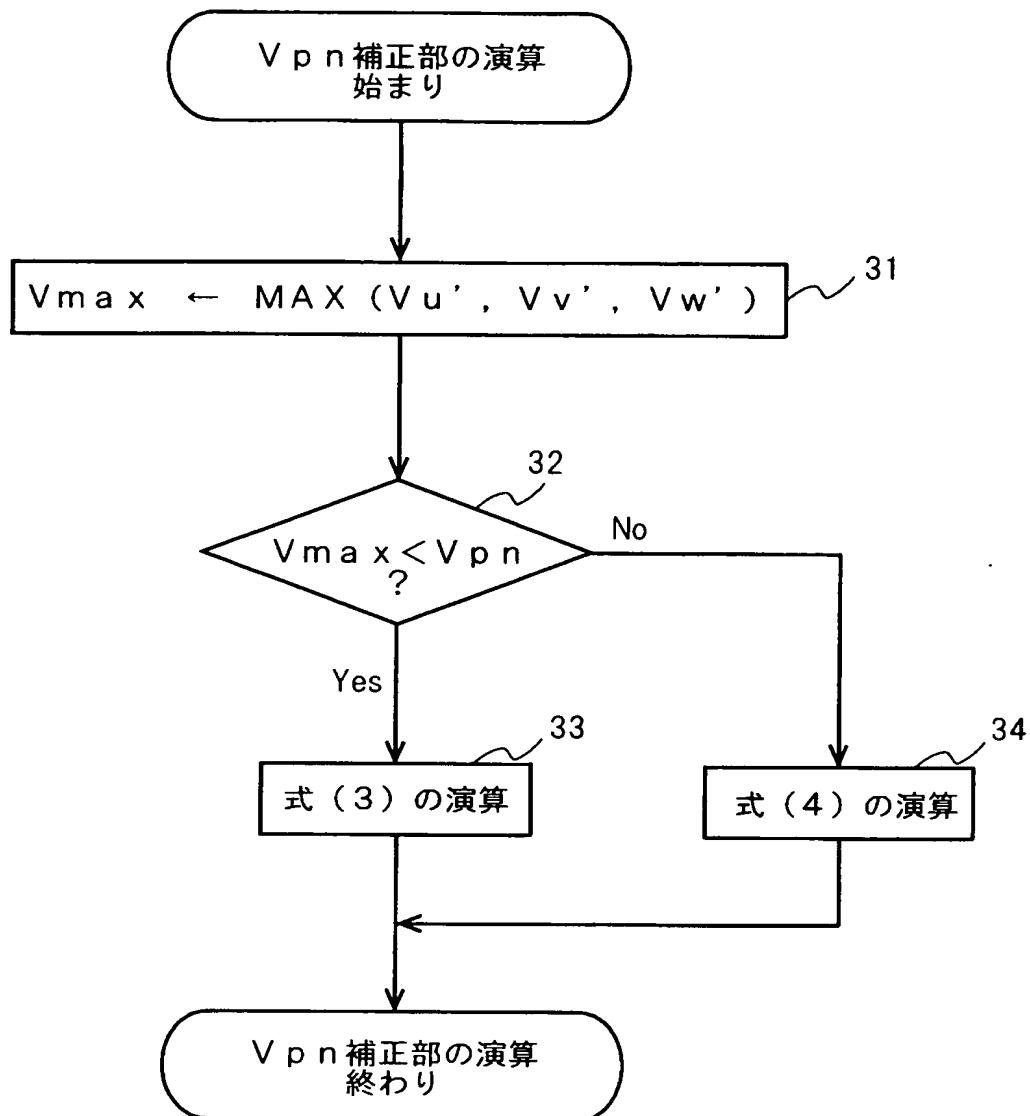
【図1】



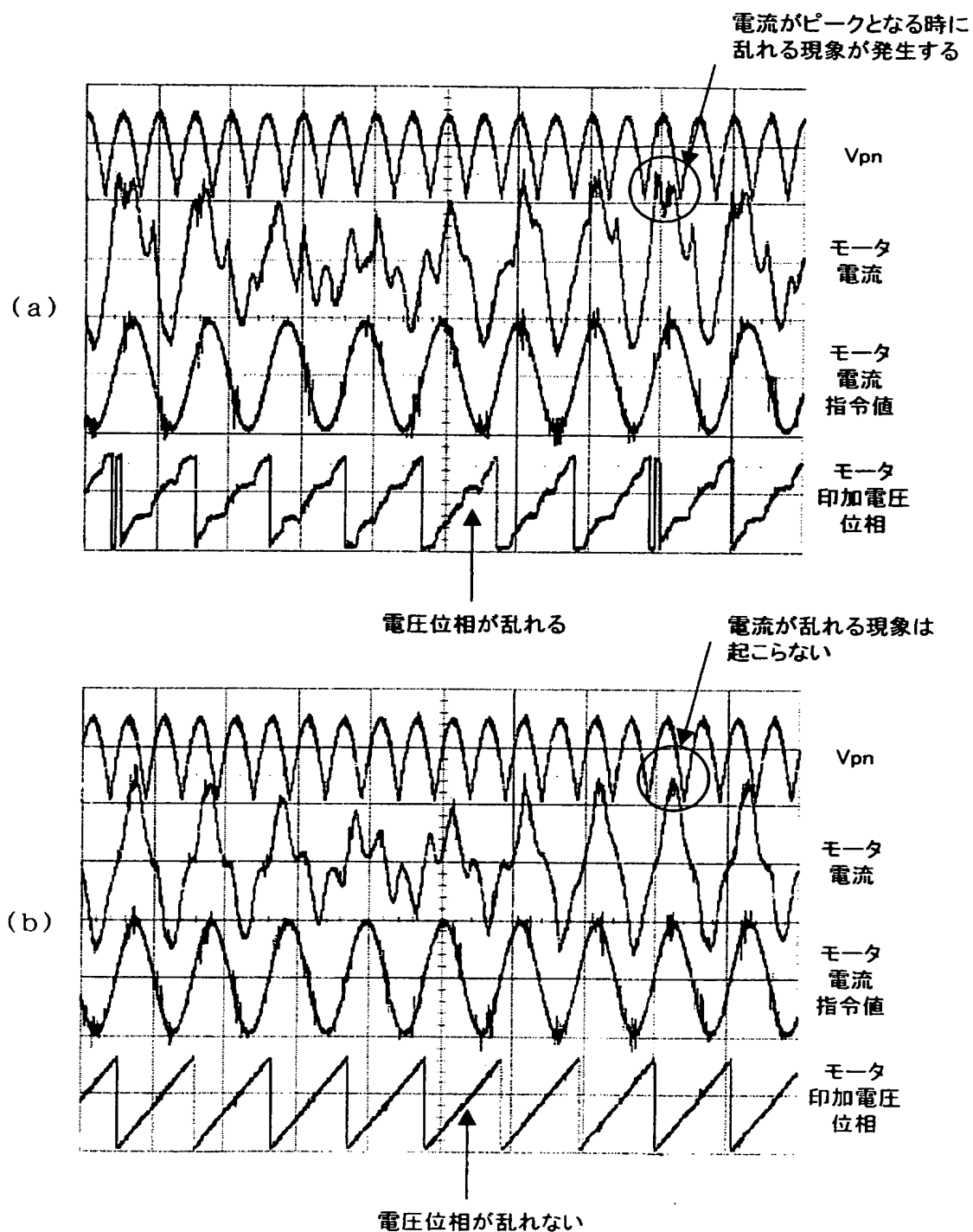
【図2】



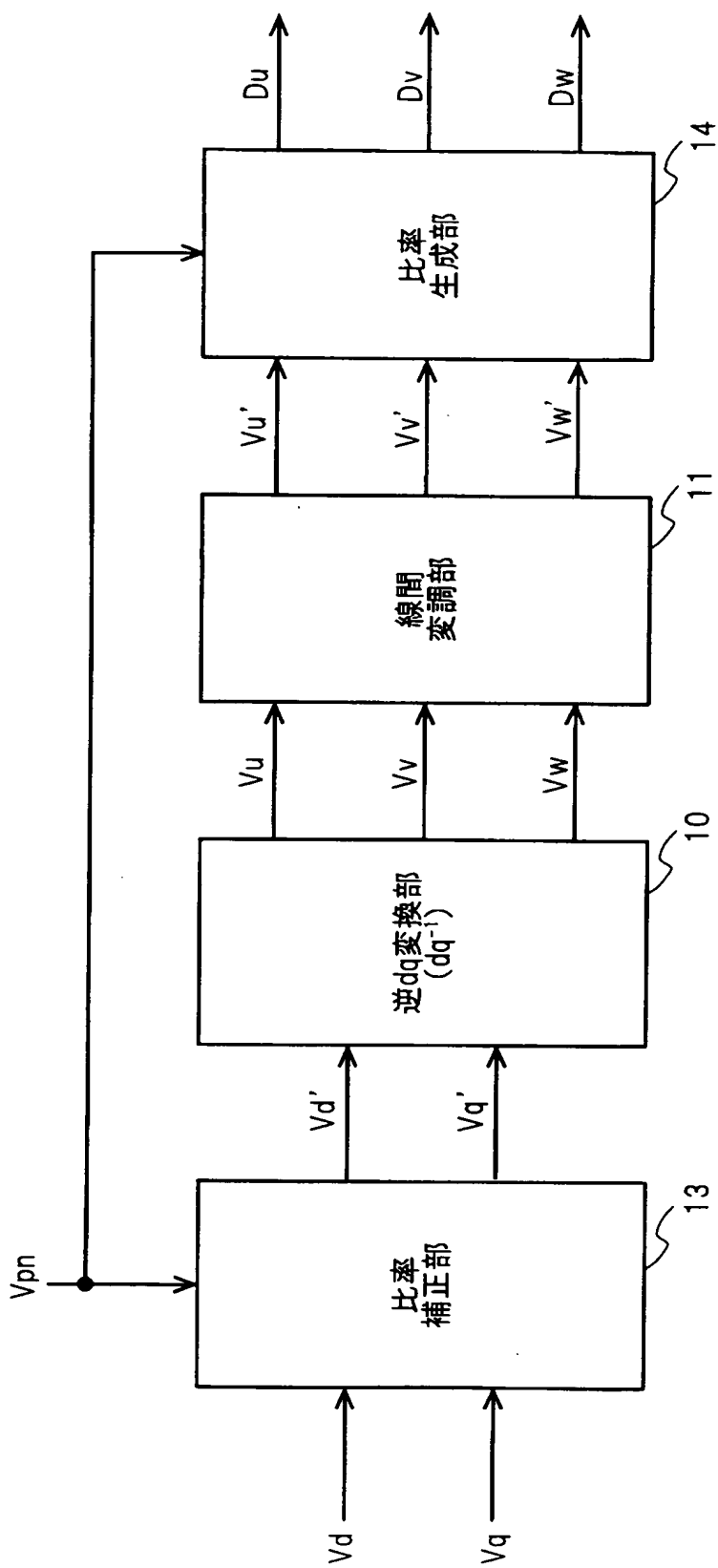
【図3】



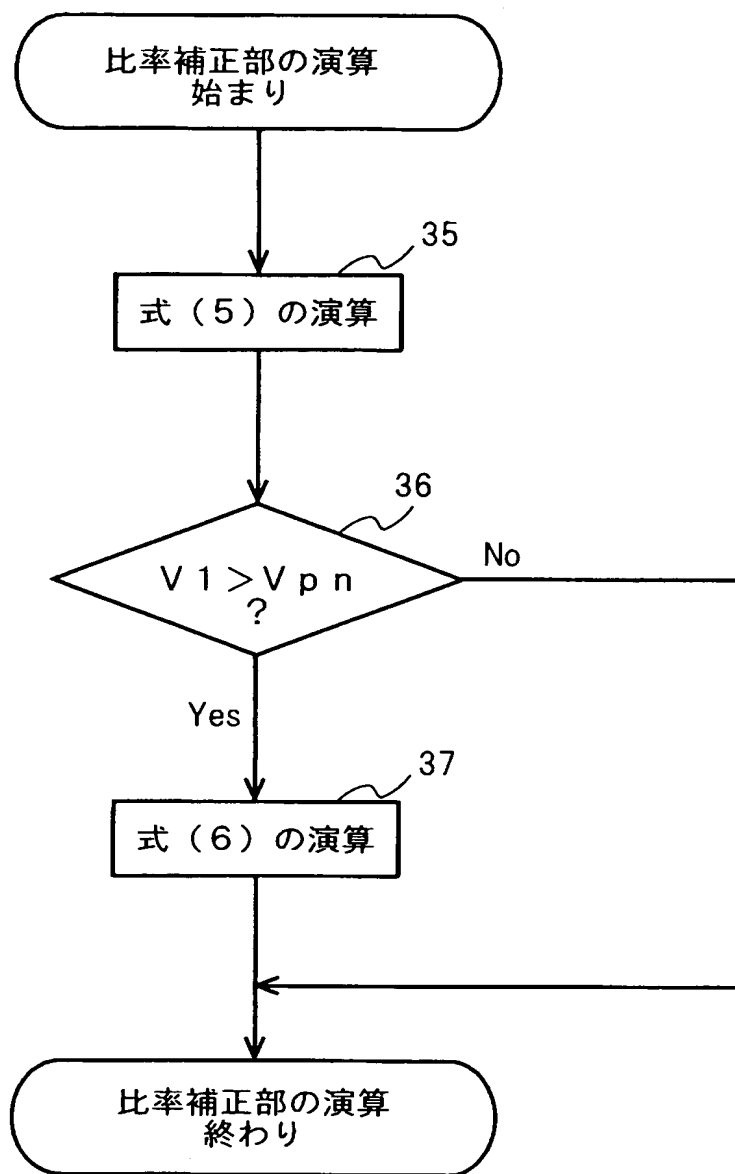
【図4】



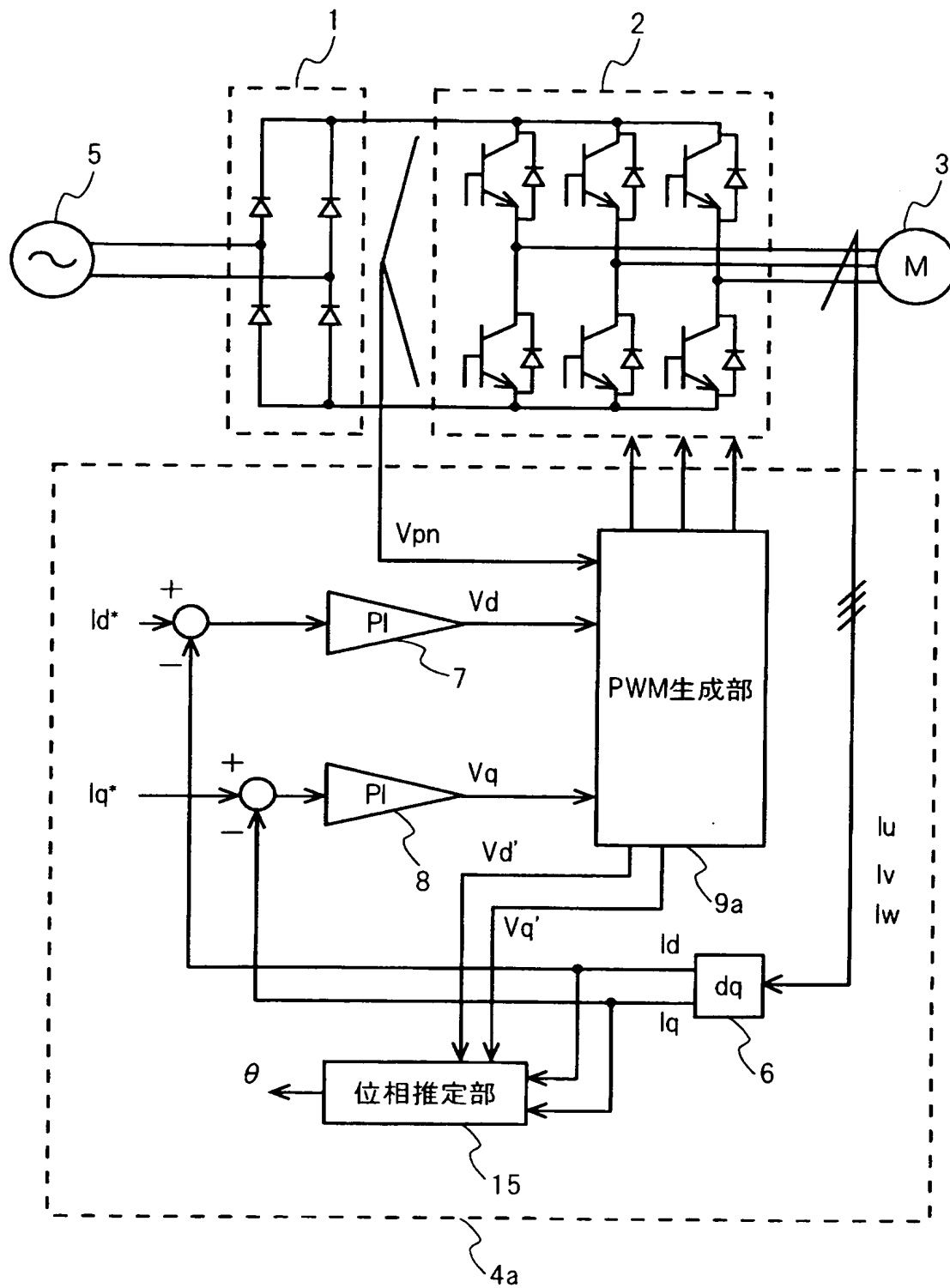
【図5】



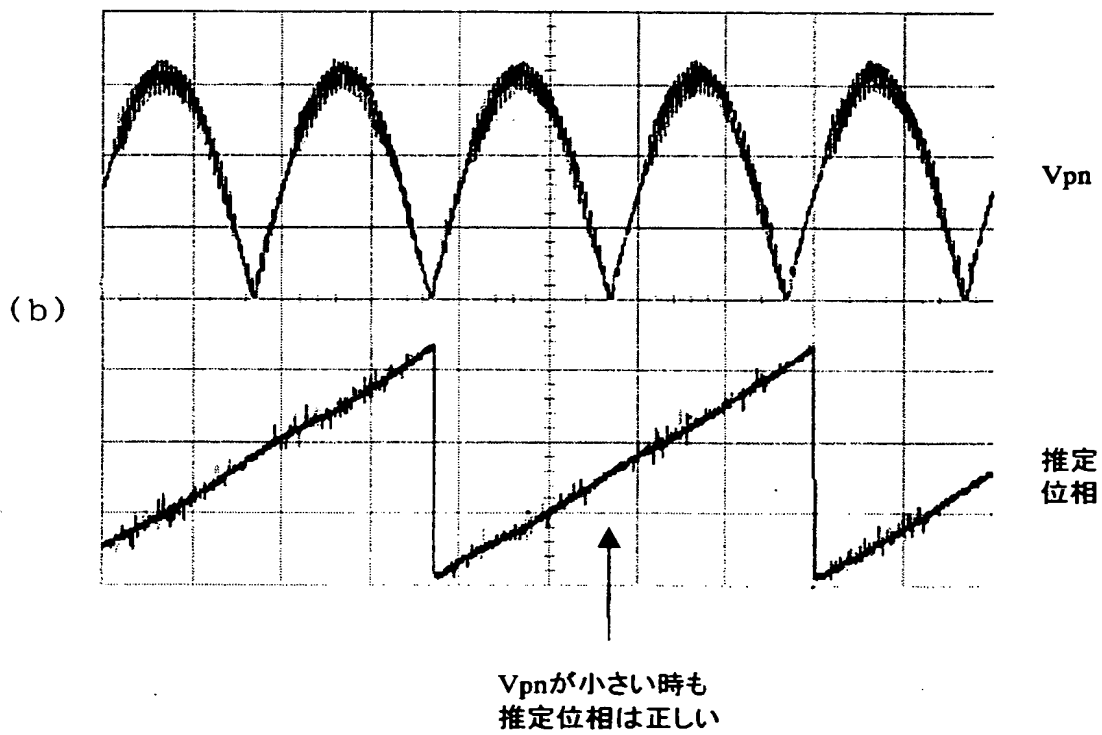
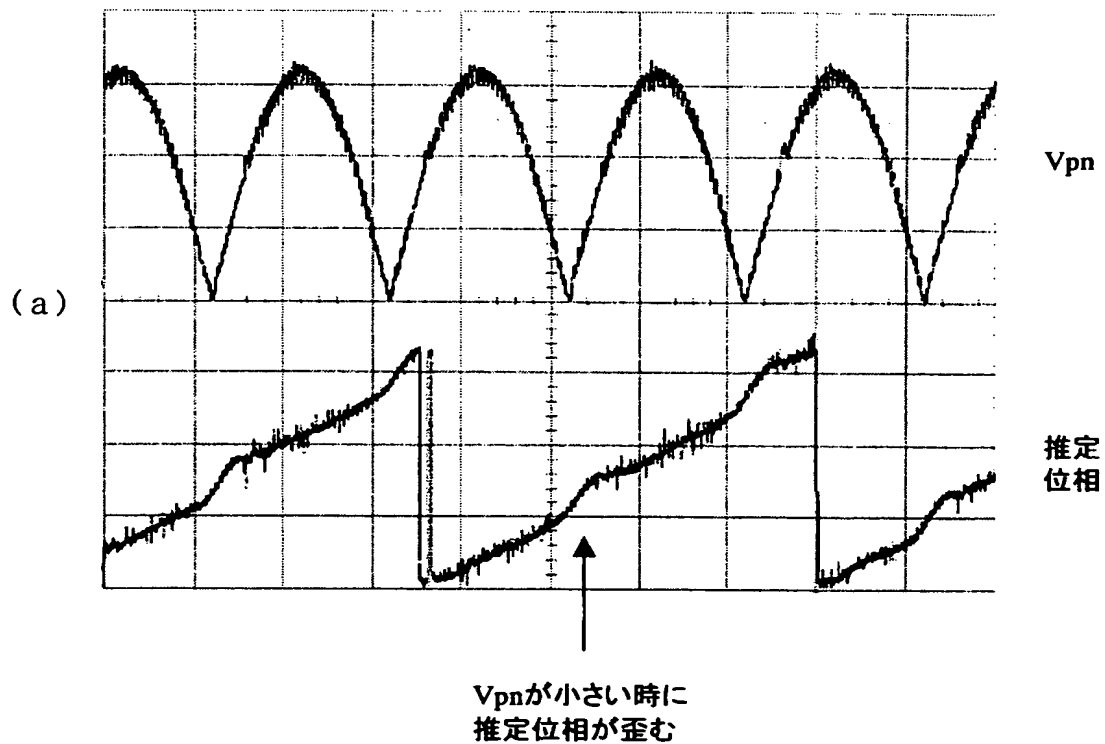
【図6】



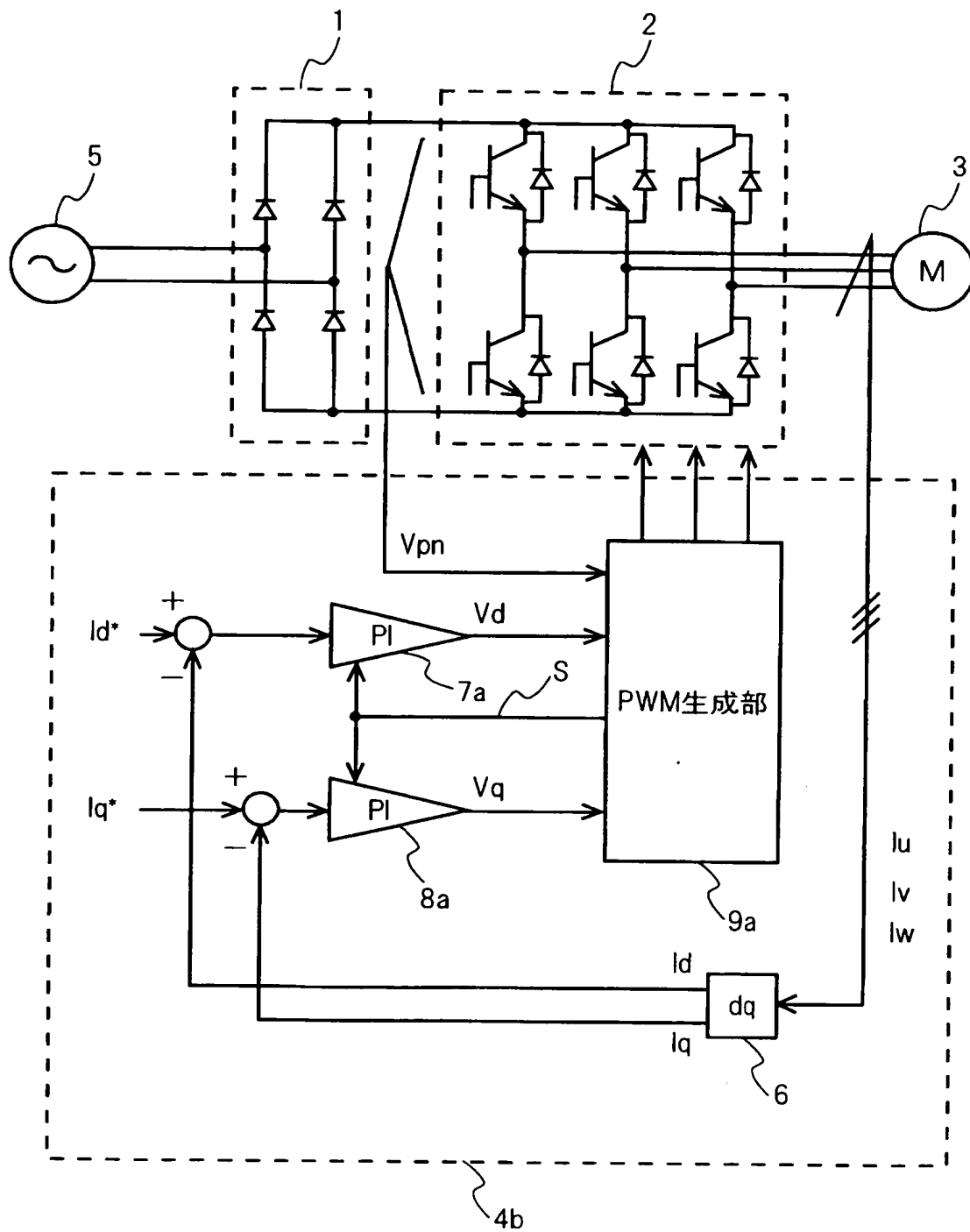
【図7】



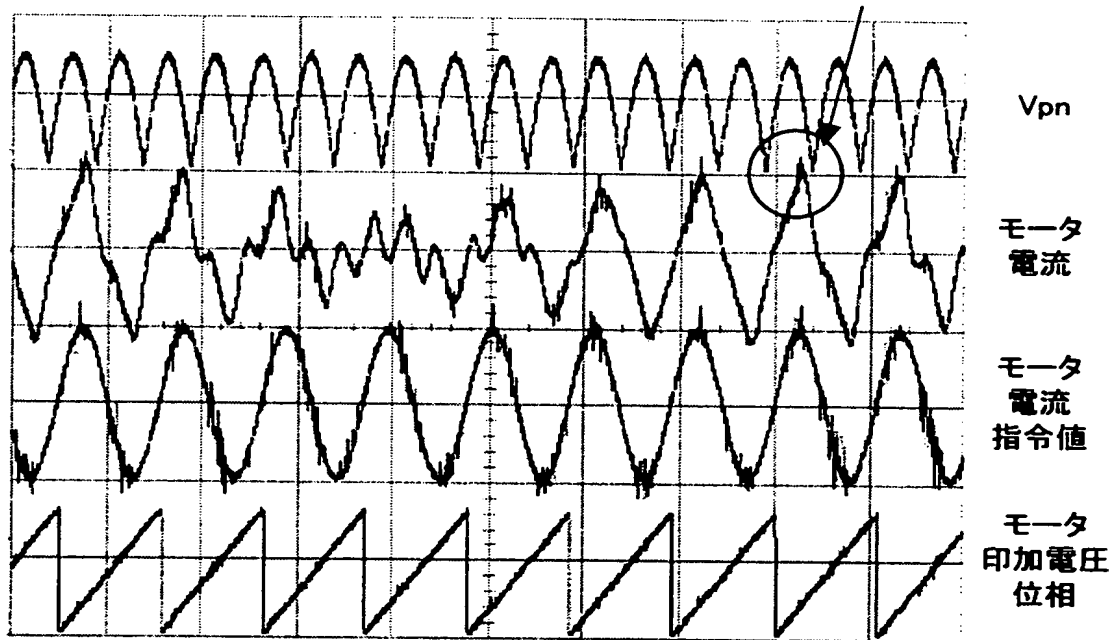
【図8】



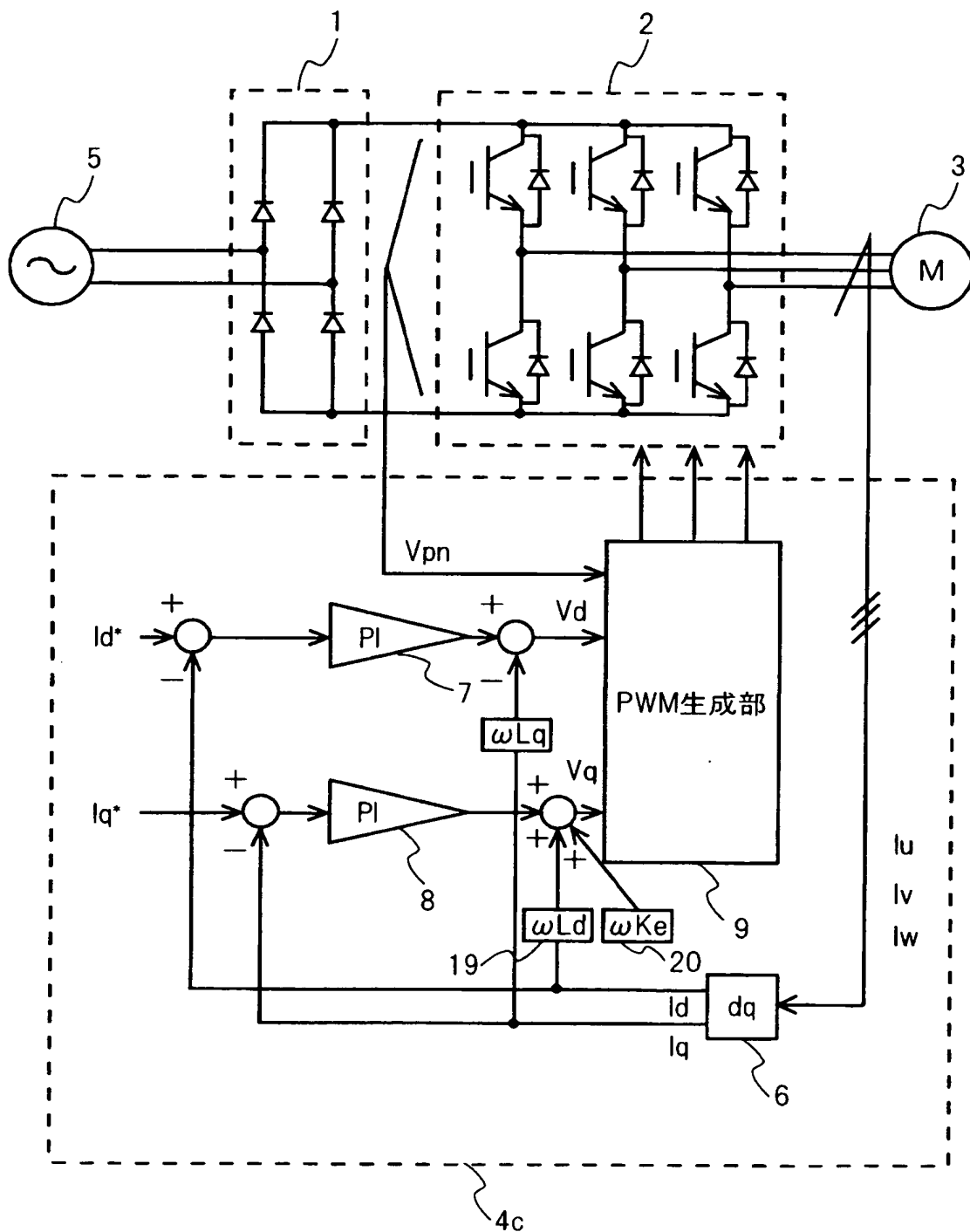
【図9】



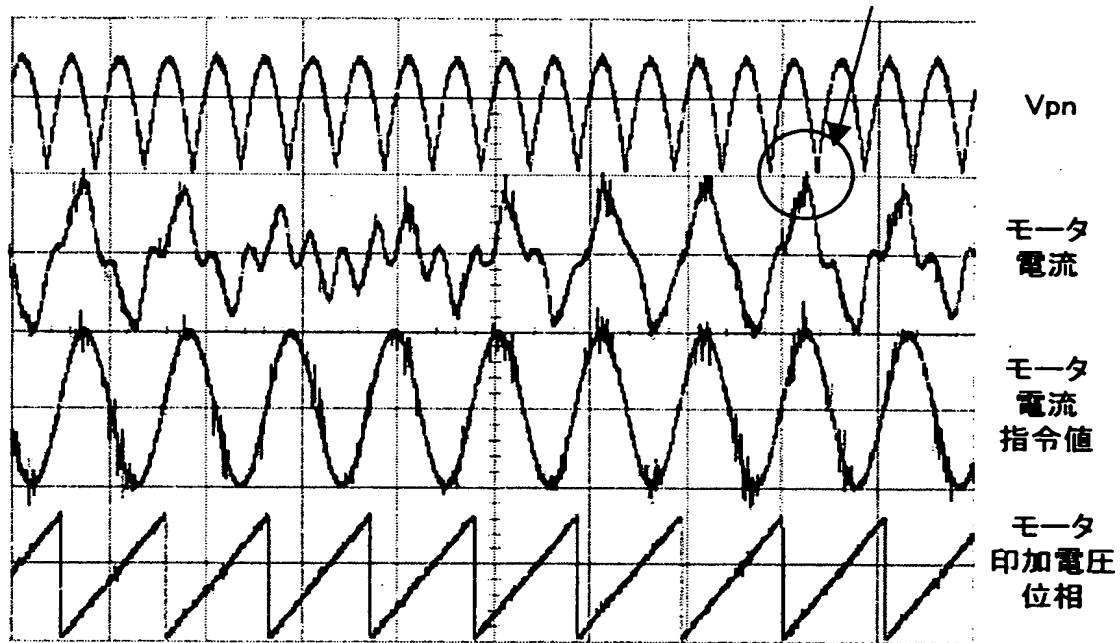
【図10】



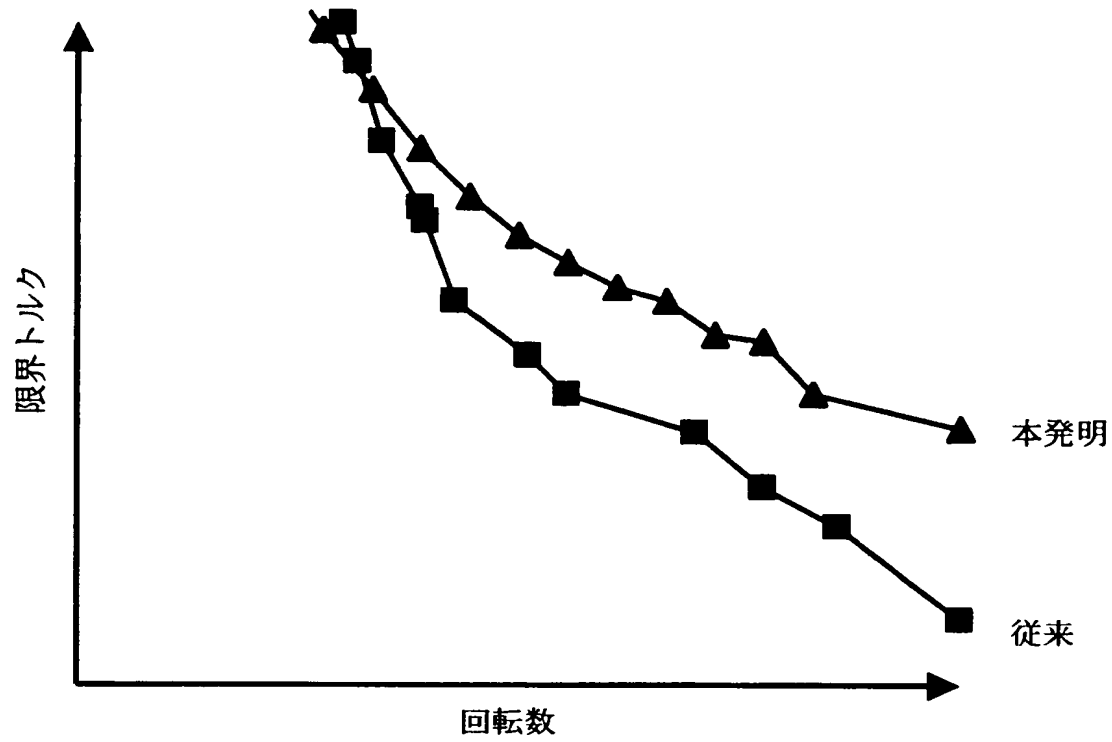
【図11】



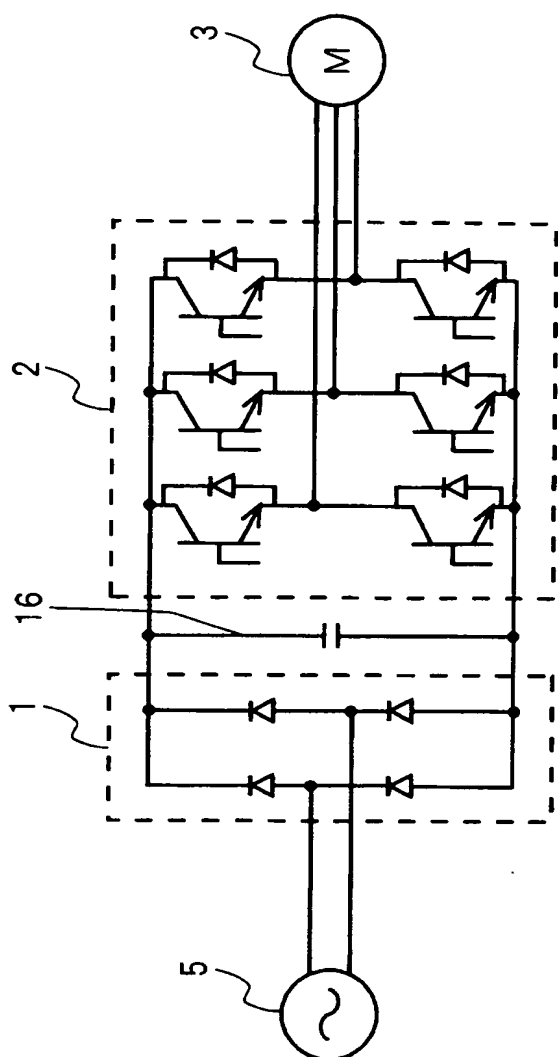
【図12】



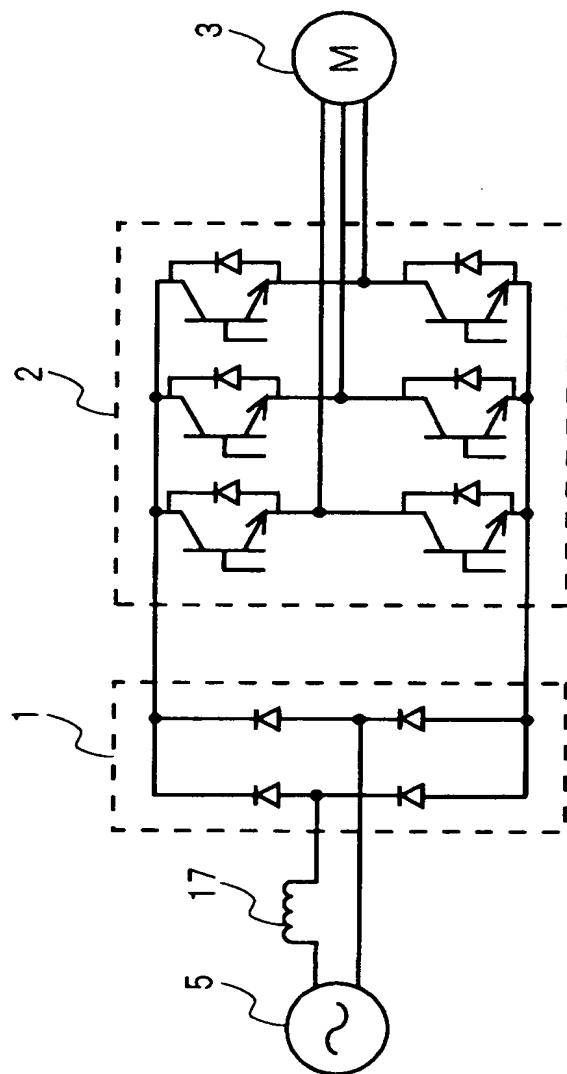
【図13】



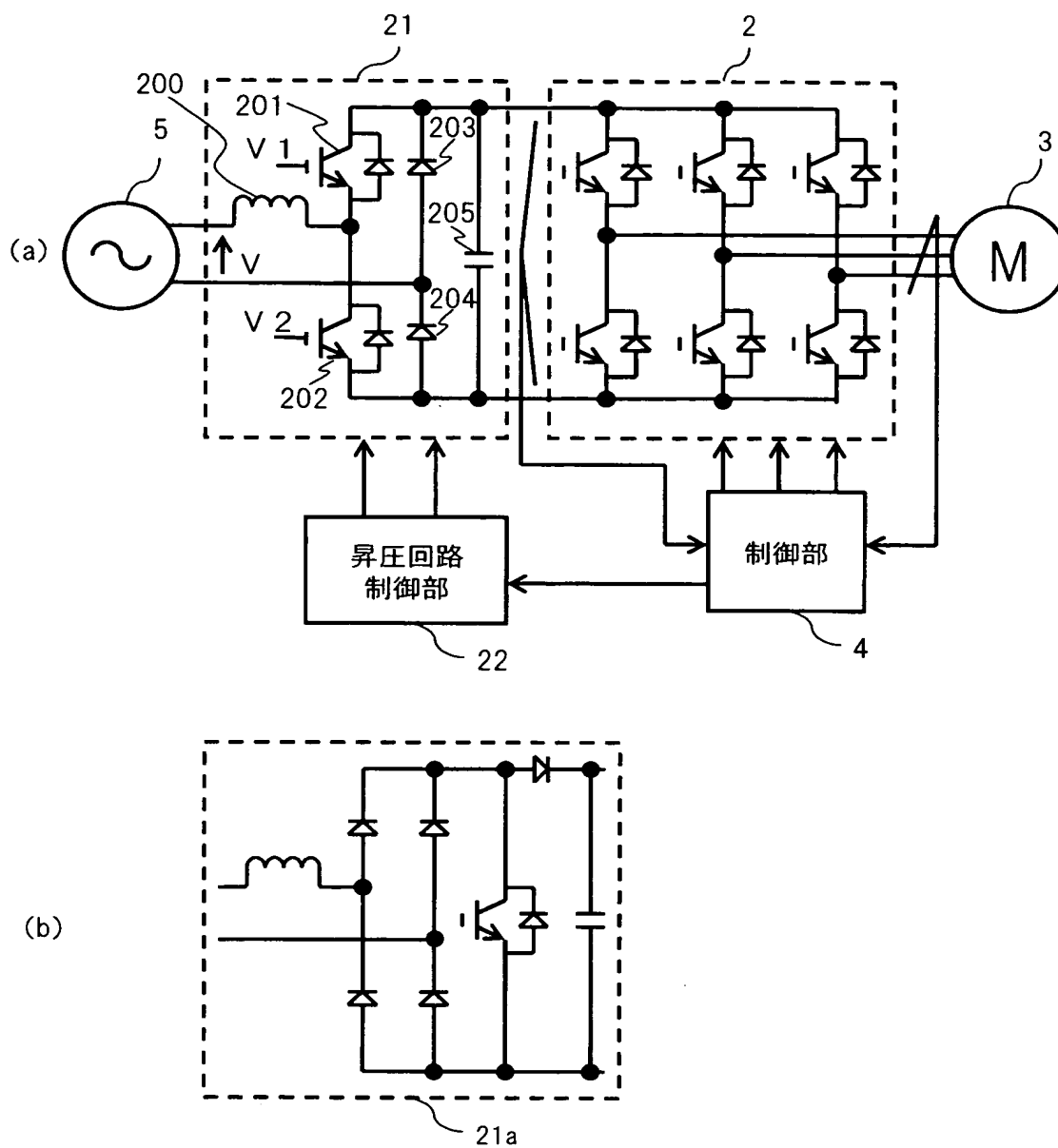
【図14】



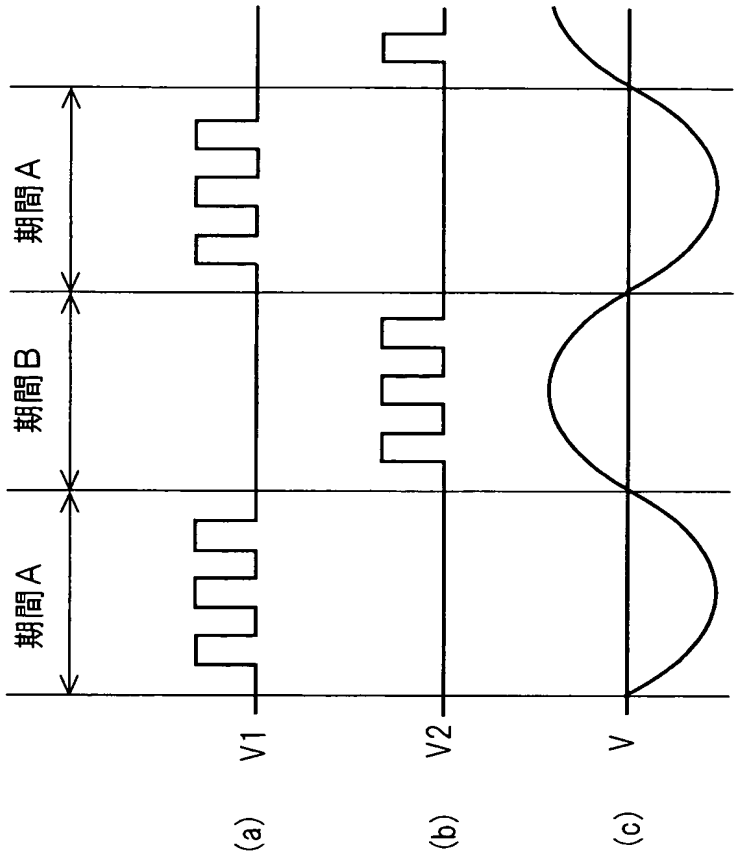
【図15】



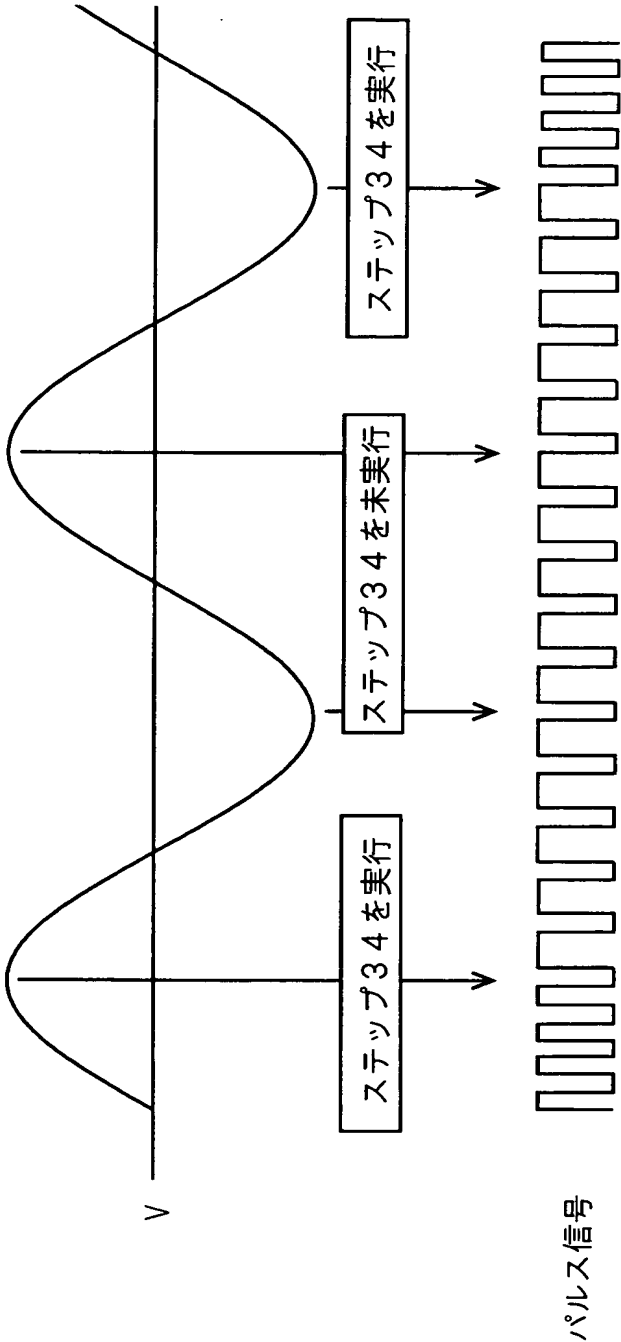
【図16】



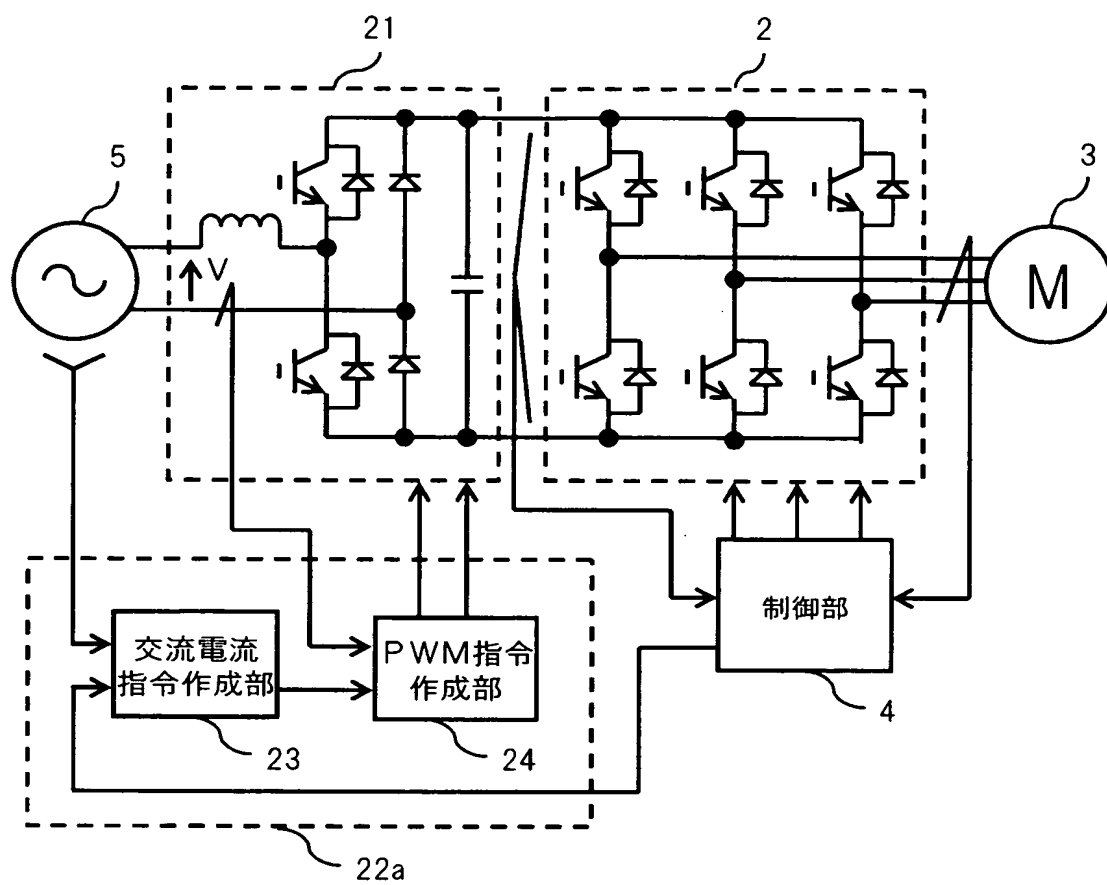
【図17】



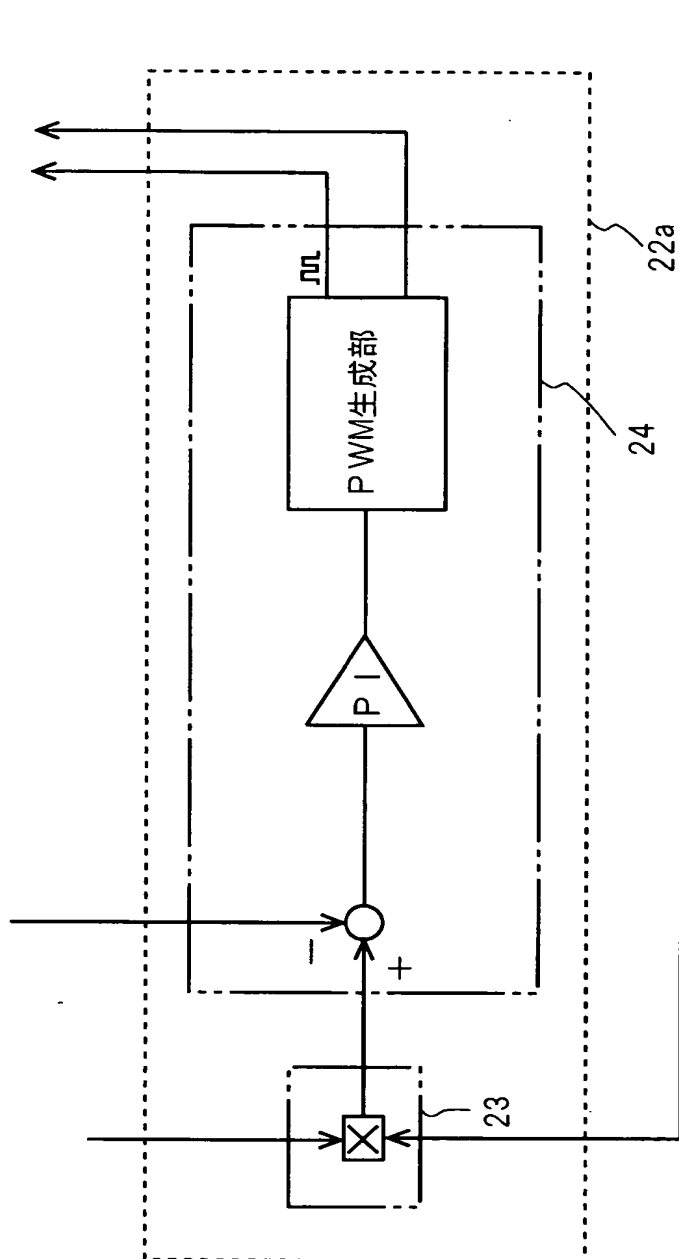
【図18】



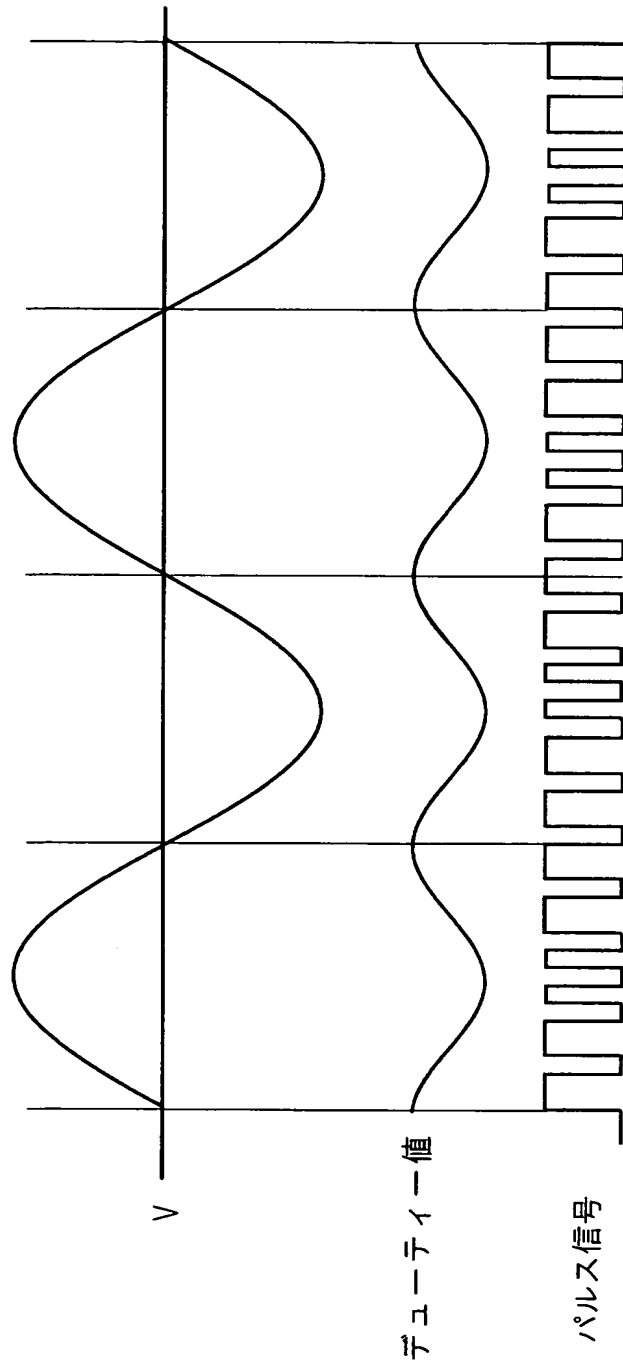
【図19】



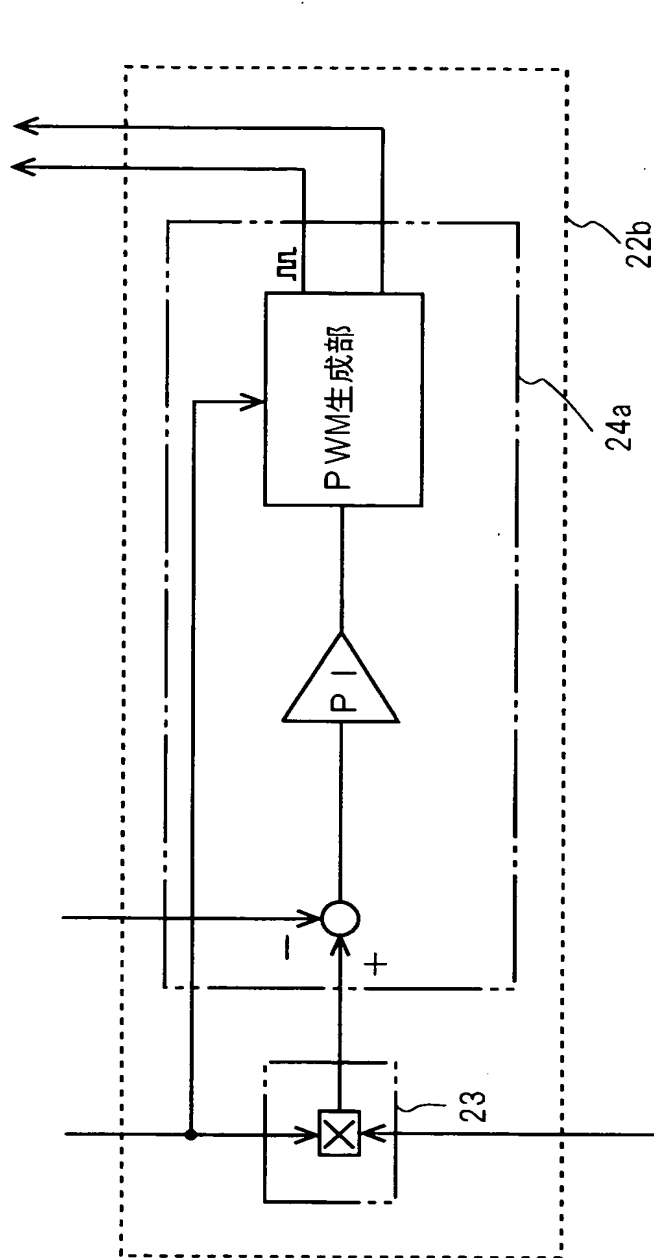
【図20】



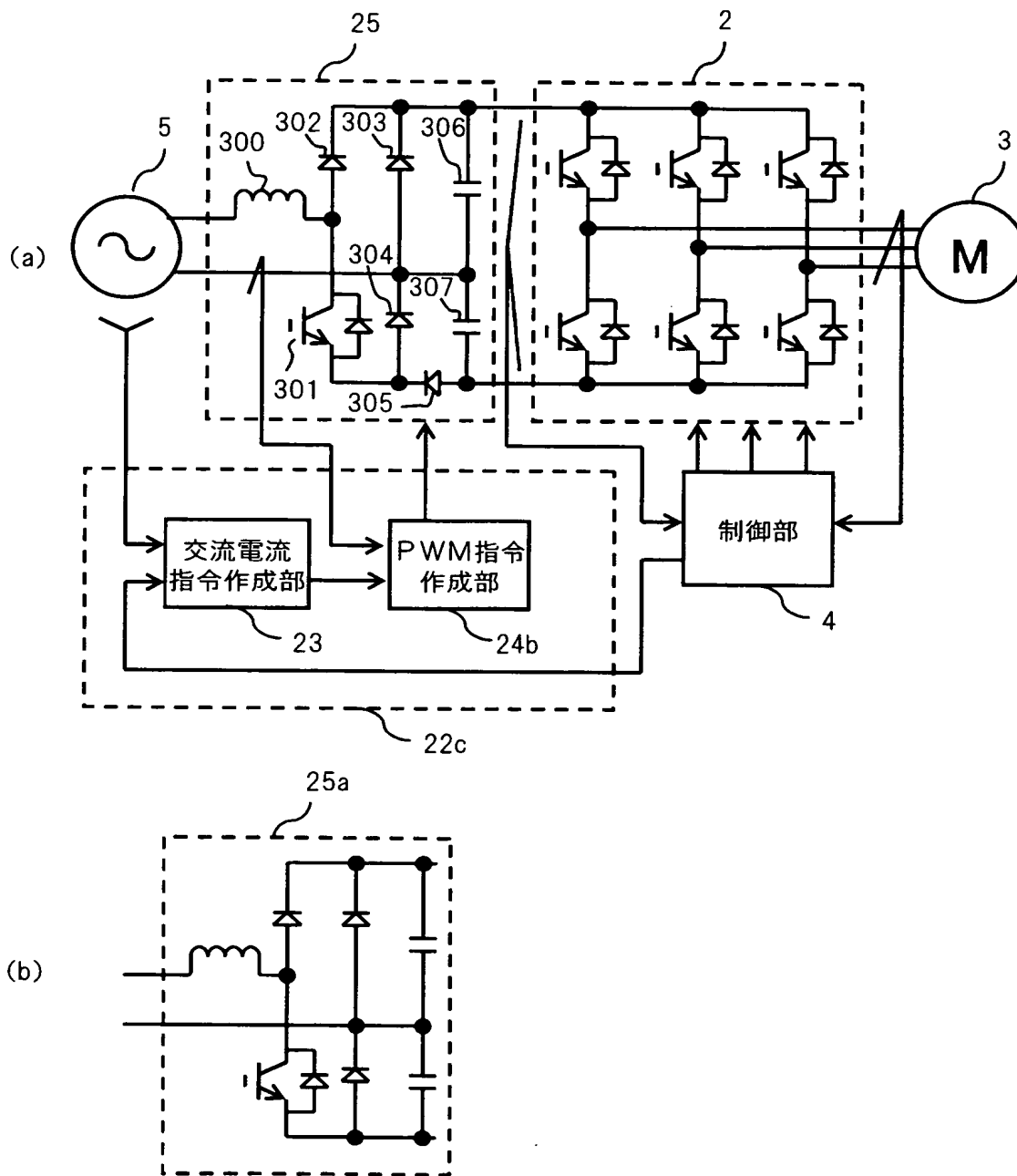
【図21】



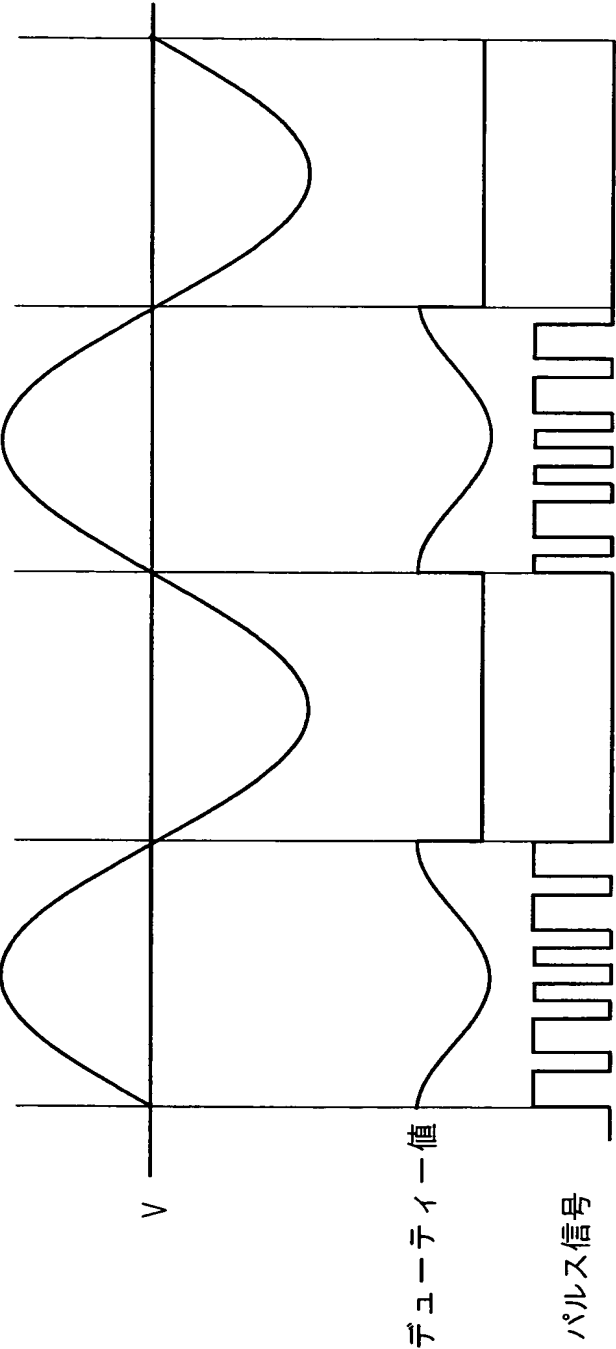
【図22】



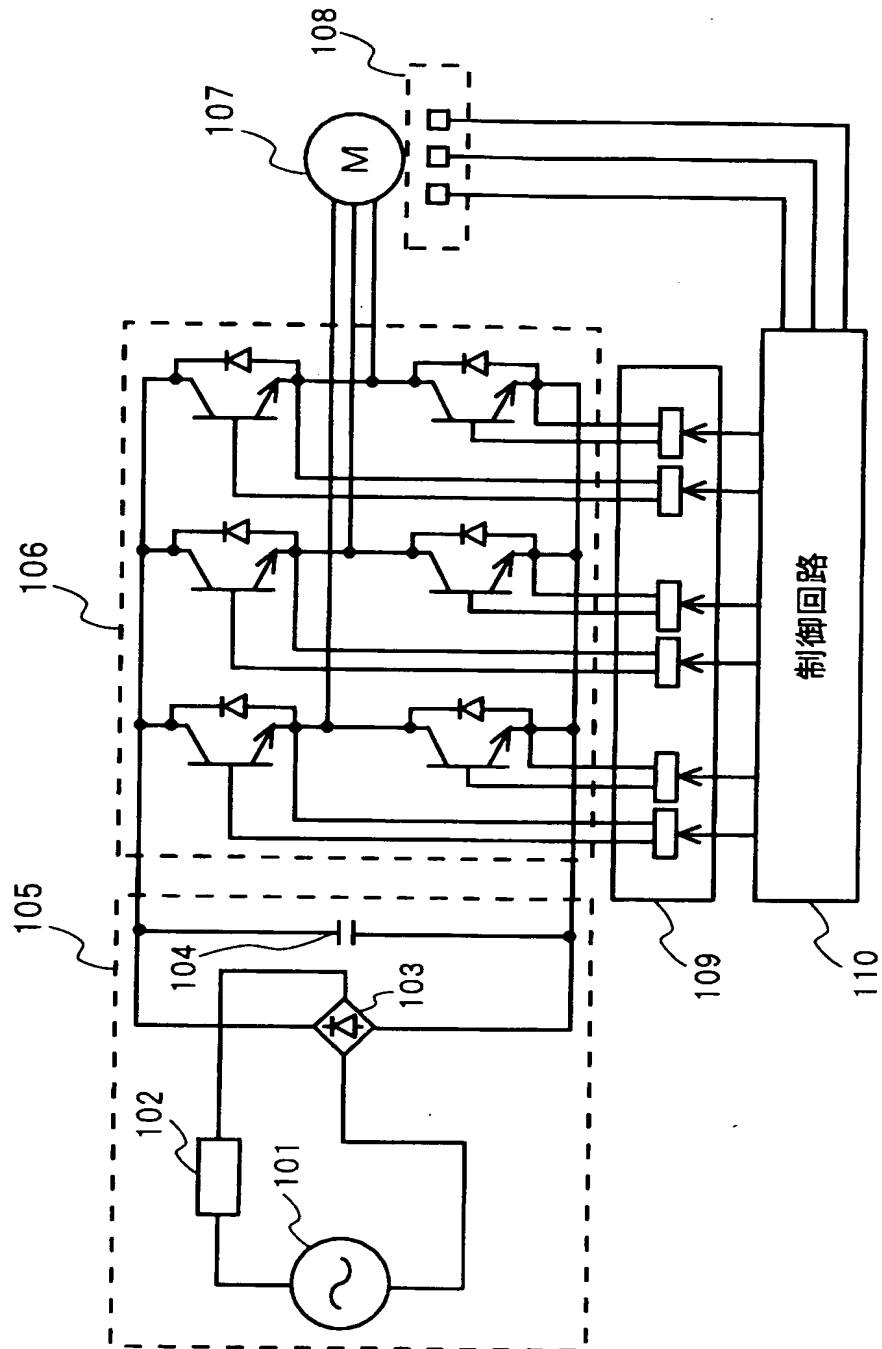
【図23】



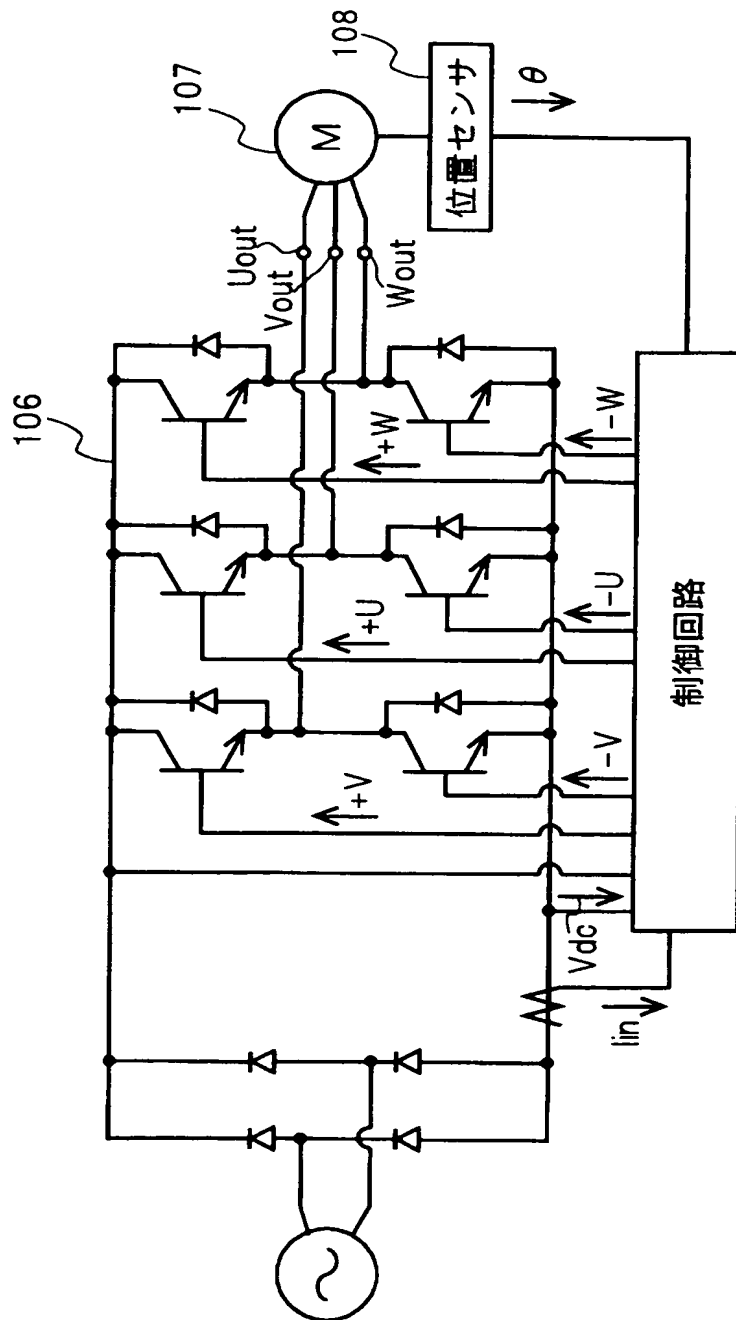
【図24】



【図25】



【図26】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 整流回路部分を小型化すると共に、位置センサを用いた構成および位置センサレスの構成のいずれの構成でも対応することが可能な小型のモータ制御装置を提供すること。

【解決手段】 本発明のモータ制御装置において、制御部は、インバータ回路への入力電圧と、ブラシレスモータに流れるモータ電流と、ブラシレスモータに流れるべき値を示すモータ電流指令値が入力され、インバータ回路への入力電圧値がブラシレスモータに印加すべき電圧値よりも小さい時に前記ブラシレスモータへの印加電圧の電圧位相を保持して、前記インバータ回路を制御する構成されている。

【選択図】 図 1

特願 2 0 0 3 - 1 5 4 9 3 8

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[0 0 0 0 0 5 8 2 1]

1. 変更年月日

1 9 9 0 年 8 月 2 8 日

[変更理由]

新規登録

住 所

大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地

氏 名

松下電器産業株式会社